

Systém pro vibrační zkoušení elektrodynamickým budičem

**System for vibration testing with the use of electrodynamic
exciter**

Vedúci diplomovej práce: prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.

Poslucháč: Bc. Jakub Ďudák

Dátum odovzdania práce: 15. 5. 2013

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Jakub Ďudřák**
Studijní program: **N3943 Mechatronika**
Studijní obor: **3906T006 Mechatronické systémy**
Téma: **Systém pro vibrační zkoušení elektrodynamickým budičem**
System for Vibration Testing with the Use of the Electrodynamic Exciter

Zásady pro vypracování:

1. Popište způsob testování životnosti mechanických dílů dopravních prostředků, soustředte se na použité technické prostředky a způsob zatěžování.
2. Popište způsob generování signálů typu 1 / f.
3. Sestavte algoritmus v prostředí LabVIEW pro generování testovacích signálů harmonických a náhodných a pro kontrolu frekvenčního spektra.
4. Systém odzkoušejte na laboratorním vibrátoru.
5. Zhodnoťte dosažené výsledky.

Seznam doporučené odborné literatury:

Oppenheim, A.V. & Schaffer, R.W. Discrete time signal processing. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey 07458, 1989.
Tůma, J. Signal Processing, 1. vyd. Ostrava : Skripta VŠB - TU Ostrava, 2009. 136 s. ISBN 978-80-248-2114-6. (in English)
Vibrační zkoušení, BRÜEL & KJÆR, DK BR 0375-11.
Plaszczynski, S., Fast 1/f noise generation. Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire, IN2P3-CNRS et Université de Paris XI, F-91405 Orsay
Technická dokumentace AD a DA převodníků firmy National Instruments.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.**

Datum zadání: 16.11.2012

Datum odevzdání: 15.05.2013

Tůma

prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.
vedoucí katedry



Petr Noskievič

prof. Ing. Petr Noskievič, CSc.
prorektor pro studium

Pod'akovanie

Ďakujem pánovi prof. Ing. Jiřímu Tůmovi, CSc. za odborné a metodické vedenie, ktoré mi poskytol pri vypracovávaní diplomovej práce.

Prehlásenie študenta

Prehlasujem, že som celú diplomovú prácu vrátane príloh vypracoval samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce a uviedol som všetky použité podklady a literatúru.

V Ostrave :.....

.....

Bc. Jakub Ďudřák

Prehlasujem, že

- bol oboznámený s tým, že na moju diplomovú (bakalársku) prácu sa plne vzťahuje zákon č. 121/2000 Zb. – autorský zákon, najmä §35 – použitie práce v rámci občianskych a náboženských obradov v rámci školských predstavení a použite ako školskej práce a §60 – školská práca.
- beriem na vedomie že Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava (ďalej len VŠB-TUO) má právo neziskovo, ku svojej vnútornej potrebe diplomovú (bakalársku) prácu použiť (§35 odst. 3).
- Súhlasím s tým, že jeden výtlačok diplomovej (bakalárskej) práce bude uložený v Ústrednej knižnici VŠB-TUO k prezenčnému nahliadnutiu a jeden výtlačok bude uložený u vedúceho diplomovej (bakalárskej) práce. Súhlasím s tým, že údaje o diplomovej (bakalárskej) práci budú zverejnené v informačnom systéme VŠB-TUO.
- Bolo dohodnuté, že s VŠB-TUO, v prípade záujmu z jej strany, uzavriem licenčnú zmluvu s oprávnením používať prácu v rozsahu §12 odst. 4 autorského zákona.
- Bolo dohodnuté, že použiť svoju prácu – diplomovú (bakalársku) prácu, alebo poskytnúť licenciu k jej využitiu môžem len so súhlasom VŠB-TUO, ktorá je oprávnená v takomto prípade odo mňa požadovať primeraný príspevok na úhradu nákladov, ktoré boli VŠB-TUO na vytvorenie práce vynaložené(až do plnej výšky).
- Beriem na vedomie, že odovzdaním svojej práce súhlasím so zverejnením svojej práce podľa zákona č. 111/1998 Zb., o vysokých školách a o zmene a doplnení ďalších zákonov(zákon o vysokých školách), v znení neskorších predpisov bez ohľadu na výsledok jej obhajoby.

V Ostrave:.....

Bc. Jakub Ďud'ák

Soblahov 479

91338

Anotácia diplomovej práce

Ďud'ák, J.: Systém pro vibrační zkoušení elektrodynamickým budičem Ostrava: kat. ATR – 352 VŠB-TUO, 2013. 55 s. Diplomová práce, vedúci: prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.

Diplomová práca sa zaoberá témou navrhnutia systému pre vibračné skúšanie elektrodynamickým budičom. Hlavným cieľom práce generovanie šumu signálu v našom prípade sa jedná o trepotavý šum (Flicker noise). Tento signál je generovaný pomocou multifunkčnej meracej karty NI 6211 od firmy National Instruments vo vývojovom prostredí LabVIEW. Generovaný signál z multifunkčnej karty je posielaný do signálového zosilňovača odkiaľ smeruje do elektrodynamického budiča. Na elektrodynamickom budiči je umiestnený akcelerometer, ktorý sníma hodnoty vibrácií. Tieto hodnoty sú z napäťovej hodnoty prepočítané na zrýchlenie a pomocou výpočtu výkonového spektra s 2/3 prekrytím je realizovaná kontrola spektra vibrácií. Takýto postup skúšania môže byť použitý pre testovanie mechanických súčiastok.

Annotation of Master thesis

Ďud'ák, J.: System for vibration testing with the use of electrodynamic exciter Ostrava: kat. ATR – 352 VŠB-TUO, 2013. 55 s. Master thesis, Supervisor: prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.

This Master thesis deals with The System for vibration testing with the use of electrodynamic exciter. The main goal is to generate signal noises, in our case the Flicker noise (inverse F noise) with using multifunction measure card from the company National Instruments and with using developmental environment LabVIEW. I am sending generated Flicker noise from the multifunction measure card through the signal amplifier to the electrodynamic exciter. Accelerometer is placed on the electrodynamic exciter, with which I will control values of my generated signal. Control values of the generated signal consist from the spectral analysis of the measured signal. This work is meant for vibration testing of mechanical components.

Obsah

Zoznam použitých symbolov	9
Úvod	10
1 Účel vibračného skúšania	11
1.1 Princíp a konštrukcia elektrodynamického budiča	12
1.2 Výkonový zosilňovač	14
1.3 Ovládacie zariadenie	15
1.4 Základný systém k budeniu mechanických kmitov	16
1.5 Budenie sínusovým signálom	17
1.6 Budenie náhodným signálom	18
2 Spôsob generovania signálu typu 1/f	20
2.1 Generovanie šumu signálu	22
3 Generovanie testovacích signálov a kontrola frekvenčného spektra	26
3.1 Merací reťazec	26
3.1.1 Zosilňovač LDS PA100E – CE	26
3.1.2 Elektrodynamický budič LDS V400	27
3.1.3 Multifunkčná meracia karta NI USB - 6211	28
3.1.4 Akcelerometer Brüel & Kjaer 4371	28
3.2 Rýchla Fourierova transformácia (FFT – Fast Fourier Transformation)	29
3.3 Autospektrum nameraného signálu	30
3.4 Funkcie okien	32
3.4.1 Hanningovo okno	32
3.4.2 Kaiser – Bessel okno	34
3.4.3 Flat Top okno	34
3.5 Priemerovanie spektier a prekrývanie záznamu	35
3.5.1 Priemerovanie výkonových spektrálnych hustôt	36
3.5.2 Prekrývanie záznamu pri priemerovaní	37

3.6	Realizácia spektrálnej analýzy signálu	38
3.6.1	Segmentácia a oknové váženie	38
3.7	Popis programu	39
4	Otestovanie systému na laboratórnom vibrátore	45
4.1	Meranie na elektrodynamickom budiči	46
5	Zhodnotenie dosiahnutých výsledkov	49
	Záver	50
	Zoznam použitej literatúry	52
	Príloha	54

Zoznam použitých symbolov

$a(t)$	zrýchlenie [m.s^{-2}]
f	frekvencia [Hz]
$F\{x(t)\}$	FT signálu so spojitým časom $x(t)$
$G(j\omega)$	frekvenčná charakteristika synchronného filtra
PSD_i	priemerované hodnoty výkonovej spektrálnej hustoty
t	spojitý čas [s], v indexe diskretný čas, t.j. celé číslo
$x(t)$	signál, funkcia spojitého času t
$X(\omega)$	FT signálu $x(t)$
$y(t)$	signál, funkcia spojitého času t , signál na výstupe sústavy
Y_k	DFT vzorkovaného signálu $y(t)$
$w(t)$	váhová funkcia
α	sklon PSD spektra ($\sim 1/f^\alpha$)

Zoznam použitých skratiek

DFT	Diskrétna Fourierova transformácia
FFT	Rýchla Fourierova transformácia
PSD	výkonová spektrálna signálu (Power Spectral Density)
PWR	výkon signálu (Power)
RMS	efektívna hodnota signálu (Root Mean Square)

Úvod

V inžinierskej praxi sú neustále kladené požiadavky na zvyšovanie pracovných rýchlostí a znižovanie hmotnosti strojných a iných zariadení, ktoré zapríčiňujú, že sa znalosti zo statických vlastností namáhania a deformácie požívaných konštrukčných materiálov stávajú nepostačujúce. Potreba zisťovať dynamické vlastnosti materiálov a konštrukcií viedla k zavedeniu vibračných skúšok na životnosť napríklad komponentov vozidiel ako klimatizácie a rôznych elektrických zariadení. Na základe výsledkov pri skúške vibrácií je možné analyzovať materiály z hľadiska prenášania alebo tlmenia vlastných kmitov zariadení.

V diplomovej práci navrhujem systém, ktorý by bol schopný testovať životnosť mechanických dielov dopravných prostriedkov. Toto testovanie má byť realizované pomocou elektrodynamického budiča. K takémuto testovaniu je potrebné vybrať určitý typ signálu, ktorý sa dá spätne vyhodnocovať. Respektíve dochádza k porovnávaniu hodnôt vstupného signálu s nameraným výstupnými hodnotami, kde výsledkom je identifikácia sústavy, ktorá môže zapríčiňovať útlm kmitov alebo rozkmitávanie.

Generovanie vstupného signálu je realizované pomocou multifunkčnej meracej karty s vysokou vzorkovacou frekvenciou. Vstupné signály sú reprezentované v podobe šumov. Používaný šum pri vibračnom skúšaní býva trepotavý, biely a ružový, ktorý vzniká z bieleho šumu prechodom cez filter prvého rádu. Takýto vygenerovaný signál je posielaný do signálového zosilňovača, odkiaľ smeruje do elektrodynamického budiča. Na elektrodynamickom budiči je umiestnený akcelerometer snímajúci zrýchlenie.

Navrhnutie systému pre vibračné skúšanie vo veľkej miere pozostáva zo spracovania nameraného signálu. Ten je reprezentovaný nameranými hodnotami zrýchlenia. Z týchto hodnôt je vykreslené autospektrum signálu. Dôležitou úlohou pri spracovávaní nameraného bloku dát, bude zvolenie optimálnej hodnoty prekrytia bloku dát. Táto metóda sa často využíva pre kontrolu spektra testovacích signálov.

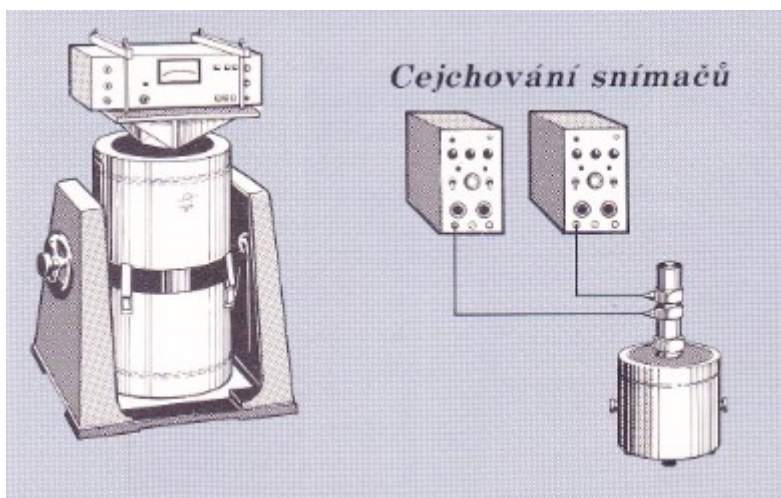
Celá aplikácia s navrhnutým algoritmom je vytvorená v programovacom prostredí LabVIEW. Program umožňuje generovať zvolený typ šumu signálu, pri zmene koeficientu alfa. Aplikácia z čelného panela LabVIEW umožňuje zmenu parametrov pre generovanie signálu, pre výpočet autospektra vibrácií a vypočítané autospektrum vykreslí do grafu.

1 Účel vibračného skúšania

Požiadavky, kladené na zvyšovanie pracovných rýchlostí a znižovanie hmotnosti moderných strojných a iných zariadení, sú príčinou toho, že naďalej nepostačuje len znalosť statických vlastností, namáhanie a deformácia používaných konštrukčných materiálov a prvkov. Nutnosť zisťovania a vyšetrovania dynamických vlastností materiálov, prvkov a konštrukcií preto priviedla k širokému praktickému uplatneniu vibračného skúšania.

Vibračné skúšky sa spolu s klimatickými skúškami prevádzajú v rámci skúšania odolnosti proti vplyvom prostredia a tvoria nedeliteľnú súčasť kontroly kvality a spoľahlivosti rôznych výrobkov. Skúšané objekty sa pri takýchto skúškach vystavujú pôsobeniu mechanickému chveniu, ktorého parametre sú predpísané rôznymi normami, predpismi a odporúčeniami.

Pri vyšetrovaní dynamických vlastností materiálov a konštrukcií sa zisťujú odozvy na časovo pôsobiace premenné sily. Na základe výsledkov odpovedajúcich vibračných skúšok je možné napríklad hodnotiť materiály z hľadiska prenosu alebo tlmenia chvenia a popisovať tak módy vlastných kmitov konštrukcií v oblasti ich rezonancií.



Obrázok 1.1 Skúšanie odolnosti proti vplyvom prostredia [12]

Ciachovanie snímačov chvenia sa v praxi často realizuje porovnávacou metódou. Táto metóda je založená na porovnávaní ciachovaného snímača s normálovým (referenčným) snímačom pri pôsobení mechanického chvenia s presne určenými parametrami.

Najvhodnejším a najrozšírenejším zdrojom mechanických kmitov a chvenia o frekvencií nad 10 Hz je elektrodynamický budič, často nazývaný vibrátor. Pre nižšie frekvencie ako 20 Hz sa používajú ku skúšaniam hydraulické valce. Elektrodynamický budič je elektromechanickým meničom, prevádzajúci vstupný elektrický signál na kmitavý pohyb

s mechanickým výstupom. Spolu s budičom sa používa vhodné ovládajúce zariadenie, zaisťujúce dosiahnutie konštantnej amplitúdy odpovedajúcej mechanickej veličine, napríklad sile alebo zrýchleniu chvenia.

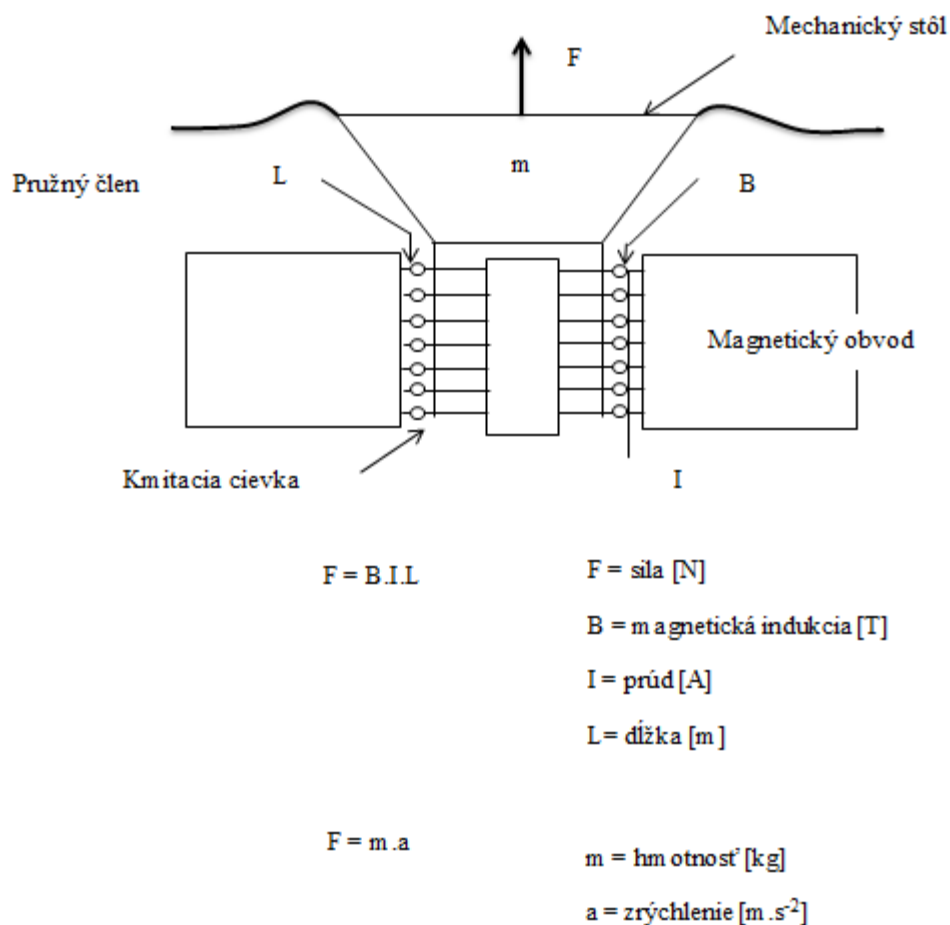


Obrázok 1.2 Vyšetřování dynamických vlastností konstrukcí [12]

1.1 Princíp a konštrukcia elektrodynamického budiča

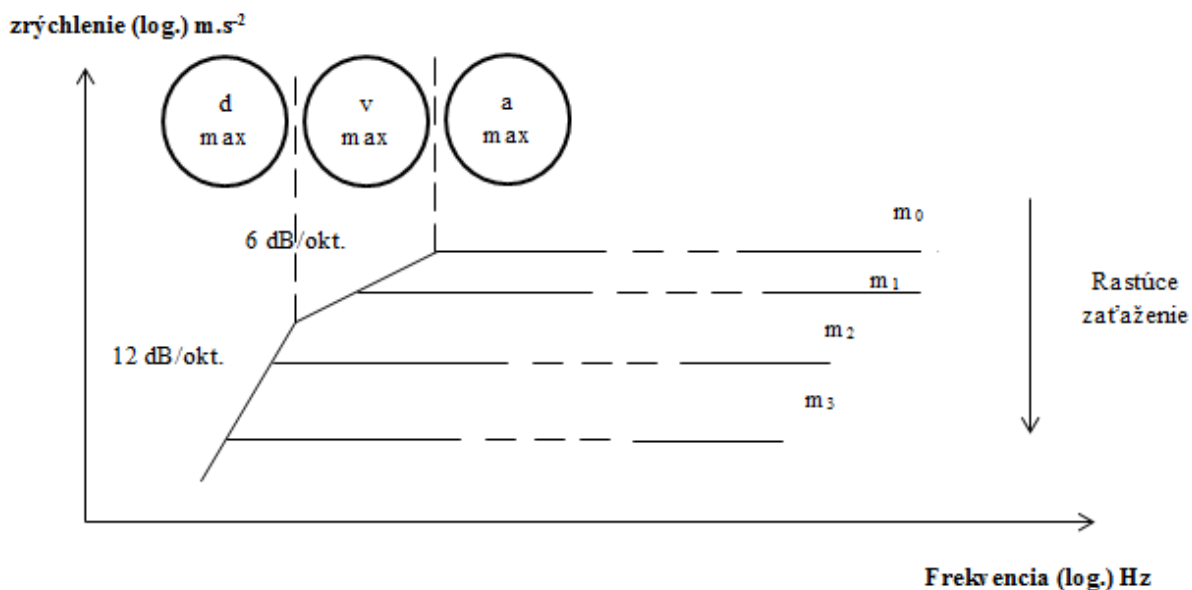
Elektrodynamický budič mechanických kmitov je zo základného princípu rovnaký s bežným reproduktorom. Mechanický pohyb pohyblivého ústrojenstva elektrodynamického budiča vyvolaný priechodom elektrického prúdu cievkou, umiestnenou v magnetickom poli. Sila, ktorá vyvoláva pohyb tohto ústrojenstva, je úmerná prúdu, prechádzajúcemu cievkou a indukciou magnetického poľa podľa známeho vzorca pre silu $F = B I l$. Vďaka prúdovej závislosti sily je možné elektrickou cestou presne ovládať mechanický výstup elektrodynamického budiča kmitov a chvenia.

Zdrojom magnetického poľa malých elektrodynamických budičov je permanentný magnet, zatiaľ čo magnetické ústrojenstvo väčších a veľkých budičov spravidla obsahuje jeden alebo niekoľko elektromagnetov. Najväčší prípustný prúd cievkou a celkovo mechanického zaťaženia (hmotnosť pohyblivého ústrojenstva a objektu) určuje maximálne dosiahnuteľné zrýchlenie generované budičom mechanických kmitov. V oblasti nízkych kmitočtov je však maximálne zrýchlenie často najviac obmedzené najväčšou dovolenou výchylkou pohyblivého ústrojenstva budiča. Vlastná rezonancia pohyblivého ústrojenstva spravidla obmedzuje zhora pracovný kmitočtový rozsah elektrodynamického budiča.



Obrázok 1.3 Obrázok znázorňujúci princíp a konštrukciu elektrodynamického budiča

Užitočný pracovný rozsah elektrodynamického budiča je možno graficky znázorniť krivkou alebo súborom kriviek kmitočtovej závislosti maximálneho zrýchlenia so záťažou ako parametrom. Medza, ktorá odpovedá maximálnej výchylke, je v logaritmickej mierke znázornená priamkou so sklonom 12dB/okt, čo odpovedá 40 dB/dek. Priamka so sklonom 6dB/okt (20 dB/dek) odpovedá maximálnej rýchlosti a znázorňuje ďalšie možné obmedzenie užitočného pracovného rozsahu, hlavne veľkých elektrodynamických budičov.

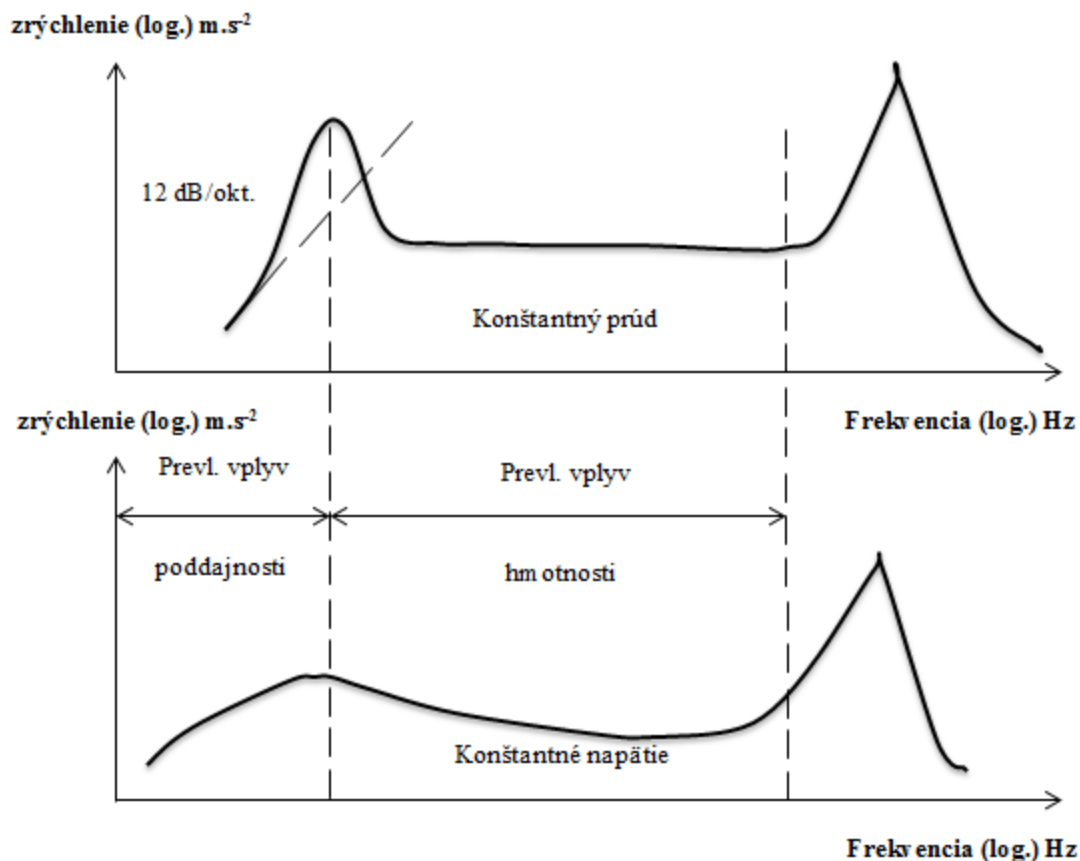


Obrázok 1.4 Pracovný rozsah elektrodynamického budiča.

1.2 Výkonový zosilňovač

Kmitočtová charakteristika elektrodynamického budiča, ktorého cievkou preteká prúd s konštantnou amplitúdou, má tri výrazné a vzájomne odlišné oblasti. Prekrývajúce nízke a stredné kmitočty oblasti odpovedajúce charakteristike kombinácie hmotnosti a poddajnosti pohyblivej sústavy budiča a jej pružného uloženia. Tretia oblasť sa nachádza v pásme vysokých kmitočtov a obsahuje osovú rezonanciu pohyblivého ústrojenstva budiča. Tieto rezonancie určujú prakticky hornú medzu pracovného kmitočtového rozsahu elektrodynamického budiča.

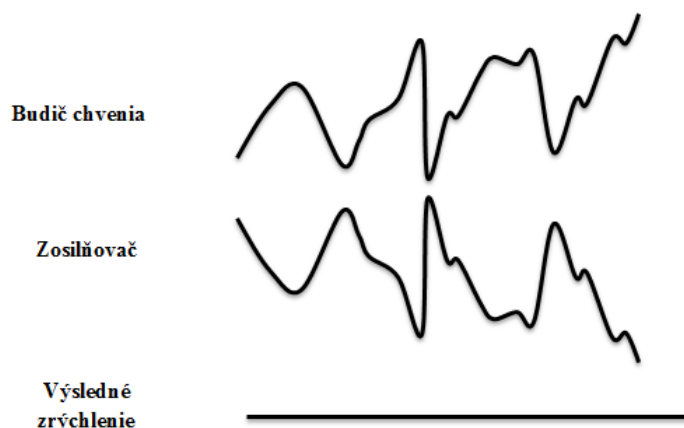
Obdobné tri vzájomne odlišné oblasti obsahujúce aj kmitočtovú charakteristiku elektrodynamického budiča, ktorého cievka je pripojená ku zdroju napätia s konštantnou amplitúdou. Rezonancia je v pásme nízkych kmitočtov však podstatne viac zatlmená. Preto sa u väčšiny systémov s elektrodynamickými budičmi dáva prednosť výkonovému zosilňovaču s malým výstupným odporom, pracujúcim ako zdroj napätia. Avšak v určitých prípadoch je výhodnejšie použiť výkonového zosilňovača s veľkým výstupným odporom, t.j. zdroja prúdu. Moderné výkonové zosilňovače, určené k použitiu s elektrodynamickými budičmi, spravidla umožňujú voľbu malej alebo veľkej hodnoty vstupného odporu.



Obrázok 1.5 Kmitočtová charakteristika elektrodynamického budiča.

1.3 Ovládacie zariadenie

Pri praktickom použití elektrodynamického budiča sa väčšinou požaduje konštantná amplitúda kmitov jeho mechanického výstupu na všetkých kmitočtoch v určitom pracovnom rozsahu. Kmitočtová charakteristika budiča nie je však rovná, ale obsahuje rezonančné vrcholy. Rezonancia skúšaného objektu spravidla vedie k ďalšiemu zhoršeniu situácie. K dosiahnutiu konštantnej amplitúdy mechanických kmitov v širokom kmitočtovom rozsahu je preto potrebné zariadenie, ktorého zosilnenie sa mení v závislosti na kmitočte. Odpovedajúca regulácia zaisťuje ovládacie zariadenie, spracovávajúce spätnoväzobný signál od jedného alebo niekoľko snímačov chvenia, mechanicky spojených so skúšobným objektom. Hlavná časť ovládacieho zariadenia preto tvorí zdroj budiaceho signálu (generátor), senzora chvenia a automatický regulátor amplitúdy signálu (kompresor).



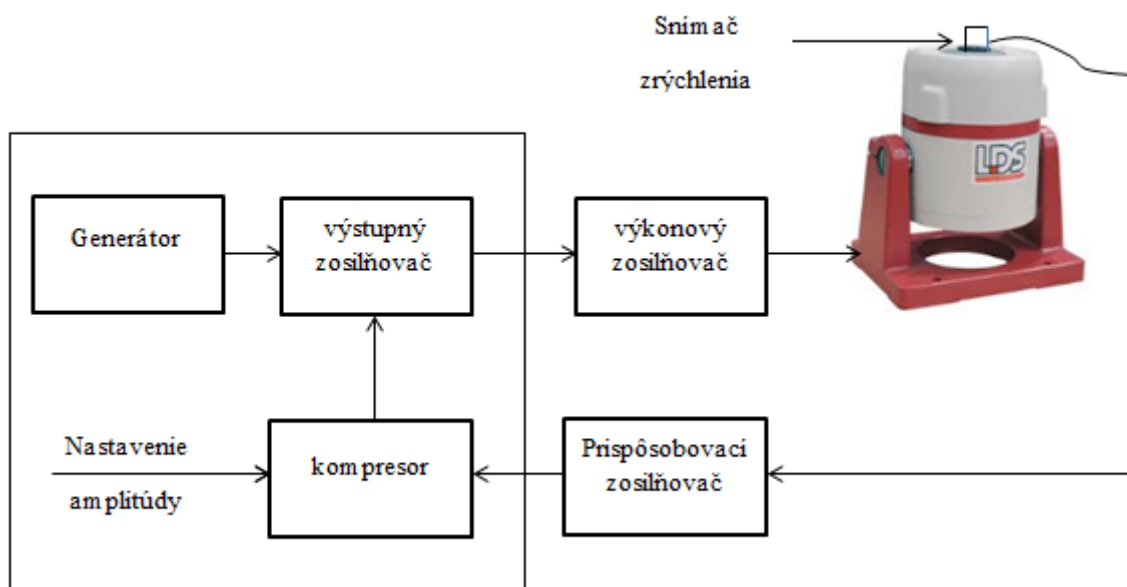
Obrázok 1.6 Kmitočtová charakteristika budiča obsahujúca rezonančné vrcholy.

1.4 Základný systém k budeniu mechanických kmitov

Základný systém k budeniu mechanických kmitov a chvenia sa skladá z budiča, výkonového zosilňovača, ovládacieho zariadenia s generátorom, snímača zrýchlenia alebo sily a prispôbovacieho zosilňovača.

Výber vhodného budiča je predovšetkým ovplyvňovaný maximálnou požadovanou hodnotou budiacej sily alebo zrýchlenia mechanických kmitov. Do úvahy je ale potrebné zobrať taktiež prične kmity, skreslenie budiaceho signálu a dovolené priečne namáhanie budiča.

Budič je väčšinou pružne uložený v odpovedajúcej nosnej konštrukcii, tvoriaci jeho základňu. Sústava pružného uloženia spravidla zaisťuje dostatočnú izoláciu proti chveniu, šíriacemu sa v stavebných konštrukciách, takže základňu budiča je možné bezprostredne pripevniť k tuhému stavebnému prvku (podlahe, stene). Pri použití stredných a veľkých výkonových budičov je však väčšinou potrebné obmedziť prenos chvenia do stavebných konštrukcií pomocou vhodného uloženia, napríklad uloženia s použitím pružných členov alebo plávajúceho blokového základu.

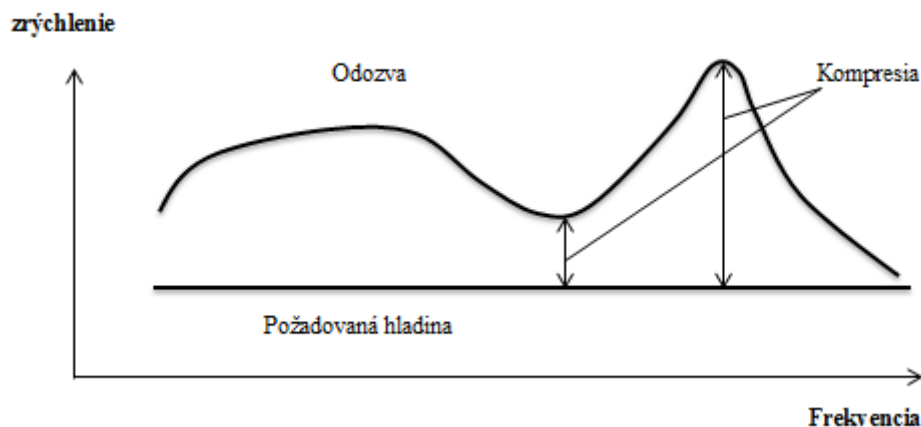


Obrázok 1.7 Schéma základného systému k budeniu mechanických kmitov.

1.5 Budenie sínusovým signálom

Sínusové signály s pevnými kmitočtami alebo s plynule premenným kmitočtom sú v odbore vibračného skúšania najrozšírenejšími budiacimi signálmi. Pri budení sínusovým signálom s plynule premenným kmitočtom sa v odpovedajúcom systéme používa spätnoväzobná slučka, ktorej súčasťou je samočinný regulátor (kompresor) ovládajúci zariadenia. Kompresor musí byť dostatočne rýchly, tzn. musí byť schopný reagovať na málo zatlmené rezonancie pri rýchlom kmitaní kmitočtu signálu. Kompresory kvalitných ovládajúcich zariadení majú pracovný dynamický rozsah najmenej 80 dB a najvyššiu pracovnú rýchlosť až 1000 dB/s.

Sínusový signál je dokonale charakterizovaný kmitočtom a amplitúdou. Amplitúda sa pri vibračných skúškach spravidla vyjadruje pomocou vrcholových hodnôt (u výchylky sa väčšinou udáva rozkmit). Kmitočet sa väčšinou nachádza v rozsahu od 2 Hz do 10 000 Hz.



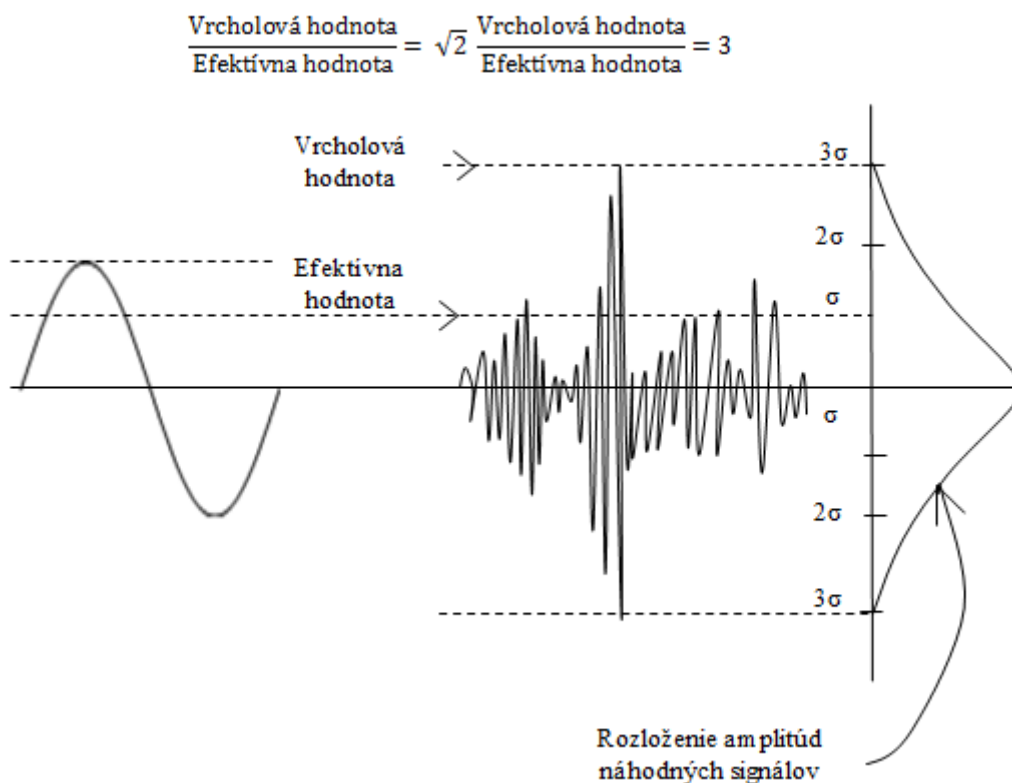
Obrázok 1.8 Ukážka sínusového budiaceho signálu.

1.6 Budenie náhodným signálom

Náhodné signály, používané pri vibračnom skúšaní, majú väčšinou spojité kmitočtové spektrum a amplitúdy s normálnym (Gaussovým) rozložením. V určitom rozsahu sú teda teoreticky zastúpené všetky kmitočty aj amplitúdy. Používané generátory a zosilňovače prinášajú však určité praktické obmedzenia. Pri vibračných skúškach sa obecné požadujú náhodné signály, ktorých vrcholové hodnoty sú trojnásobkom efektívnych hodnôt.

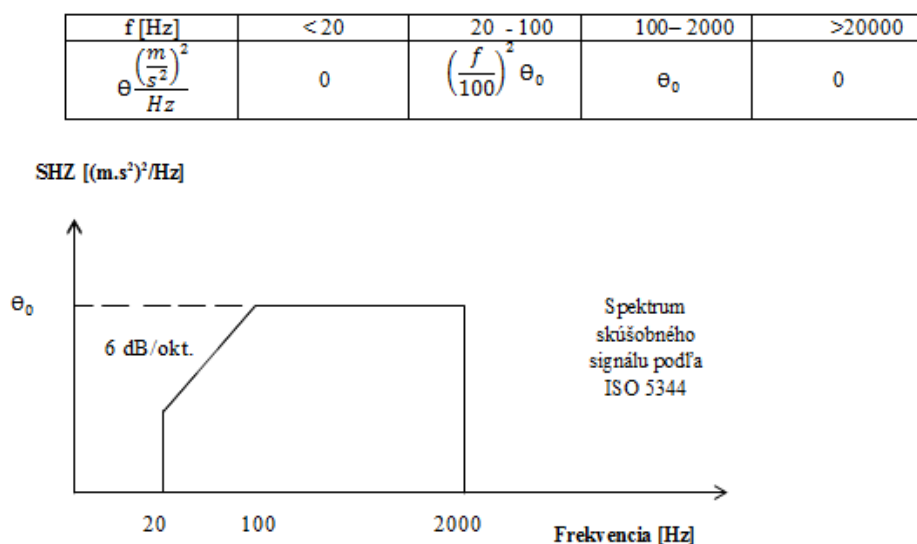
Maximálna sila, ktorá je generovaná elektrodynamickým budičom, je obmedzená predovšetkým ohrevom, pôsobením prechodom elektrického prúdu. Tu je teda rozhodujúca efektívna hodnota, zatiaľ čo z hľadiska medzných parametrov výkonového zosilňovača je najdôležitejšia vrcholová hodnota. Z tohto plynie, že k dosiahnutiu totožnej sily je pri budení náhodným signálom potrebný výkonnejší výkonový zosilňovač ako pri budení sínusovým signálom.

Základnou spektrálnou veličinou náhodného budiaceho signálu je spektrálna výkonová hustota alebo spektrálna hustota zrýchlenia $[(m/s^2)^2/Hz]$. K získaniu a udržiavaniu požadovanej spektrálnej hustoty je potrebné rozdeliť celkový pracovný rozsah na úzke kmitočtové pásma a spracovávať súčasne zložky odpovedajúce týmto pásmam, tzn. použiť vhodný úzkopásmový analyzátor a príslušnú sadu spätnoväzobných slučiek s kompresormi. Moderné zariadenie, ktoré je založené na číslicovej technike a rýchlej Fourierovej transformácii, obsahujú jeden alebo niekoľko počítačov, zaisťujúcich úzkopásmovú analýzu, tak aj príslušné automatické ovládanie.



Obrázok 1.9 Ukážka budenia náhodným signálom

Užitočný pracovný rozsah budiča je pri budení náhodným signálom vymedzený maximálnou spektrálnou hustotou zrýchlenia pri určitom zaťažení, pričom tvar kmitočtového spektra odpovedá odporučeniu ISO 5344.



Obrázok 1.10 Užitočný pracovný rozsah budiča pre budenie náhodným signálom

2 Spôsob generovania signálu typu 1/f

Jedná sa o generátor, ktorým možno vygenerovať zadaný počet vzoriek signálu so zadanou vzorkovacou frekvenciou. Flicker Noise Generation je variabilnejšou metódou vo vlastnostiach generovaného signálu. Základným typom náhodných signálov je biely šum.

Výkonová spektrálna hustota bieleho šumu je rovná konštante:

$$PSD_{RW}(f) = \text{konštanta} \quad (1)$$

integráciou bieleho šumu sa získa náhodný signál, ktorý má označenie ako „náhodná prechádzka“ (Random Walk) so spektrálnou výkonovou hustotou.[6]

$$PSD_{RW}(f) = \frac{\text{konštanta}}{\omega^2} = \frac{\text{konštanta}}{(2\pi f)^2} = \frac{\text{konštanta}}{f^2} \quad (2)$$

Výkonová spektrálna hustota je daná ako súčin druhej mocniny frekvenčného prenosu (pre integrátor je frekvenčný prenos $\frac{1}{\omega}$) a výkonovej spektrálnej hustoty počiatočného signálu. Exponent frekvencie v menovateli výkonovej spektrálnej hustoty po integrácii má obecné označenie α . Pre „náhodnú prechádzku“ je alfa $\alpha = 2$. Pri analýze nerovnosti vozoviek sklon α má veľkosť jedna. Životnosť sa často testuje na odolnosť proti vibráciám spôsobeným jazdou po vozovke. Signál typu „náhodnej prechádzky“ je generovaný pri voľbe alfa $\alpha = 2$, tzv. Random Walk. Tento signál patrí do skupiny signálov „1 over f^α “.

Biely šum je zvyčajne tvarovaný filtrom s nasledujúcou prenosovou funkciou:

$$G(j\omega) = G_0 \frac{T_1}{T_2} \frac{1 + j\omega T_2}{1 + j\omega T_1} \quad (3)$$

kde G_0 je zosilnenie pre vysoké frekvencie. T_1 a T_2 sú časové konštanty, namiesto ktorých je výhodnejšie používať frekvencie zlomu (Cut – Off Frequency) F_1 a F_2 v Hz.

Číslicový filter, ktorý realizuje prenos $G(j\omega)$, možno aproximovať diferenčnou rovnicou:

$$y_k = k_0(a_0x_k + a_1x_{k-1}) + b_0y_{k-1} \quad (4)$$

kde prvky diferenčnej rovnice vypočítame:

$$x_k = \frac{\pi F_2}{F_s} \quad (5)$$

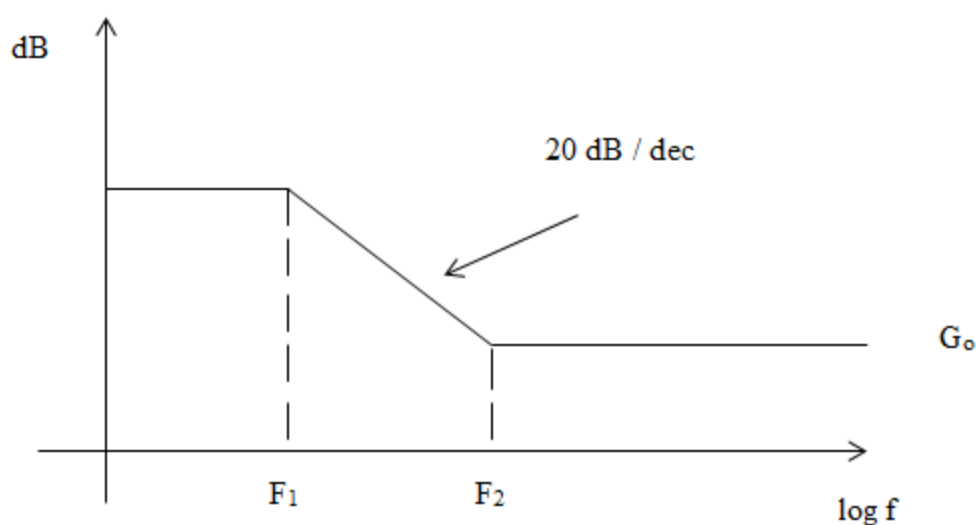
$$x_0 = \frac{\pi F_1}{F_s} \quad (6)$$

$$a_0 = \frac{(1 + x_k)}{(1 + x_0)} \quad (7)$$

$$a_1 = -\frac{(1 - x_k)}{(1 + x_0)} \quad (8)$$

$$b_1 = \frac{(1 - x_0)}{(1 + x_0)} \quad (9)$$

Vzťah medzi oboma frekvenciami oboch zlomov frekvenčnej charakteristiky filtra určuje tiež vzťah medzi amplitúdami nízkofrekvenčných a vysokofrekvenčných zložiek náhodného signálu. Základným sklonom frekvenčnej charakteristiky je 20 dB na dekádu. Sériovým spojením väčšieho počtu zhodných filtrov možno vytvoriť spektrá s násobkom tohto sklonu.[10]



Obrázok 2.1 Frekvenčná charakteristika filtra

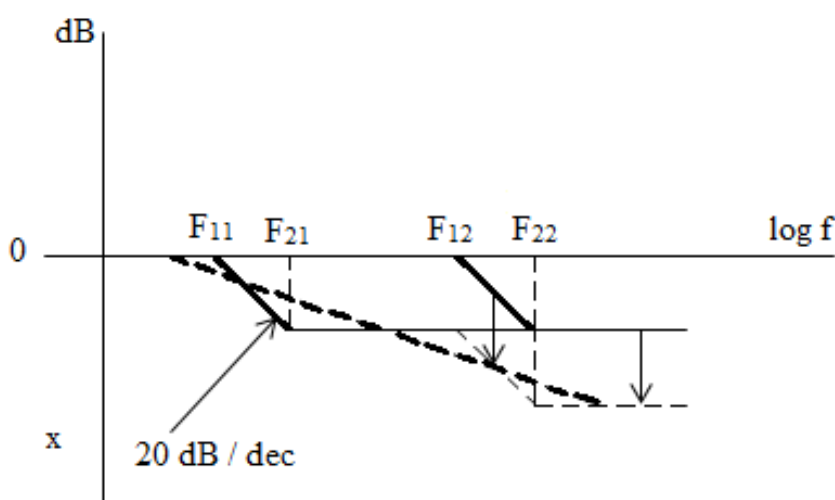
Sklon frekvenčnej charakteristiky je u lineárnej sústavy 20 dB na dekádu zmeny frekvencie, čo sa prejaví tiež na výkonovej spektrálnej hustote náhodného signálu, ktorého frekvenčné spektrum je tvarované vyššie popísaným filtrom. V prírode a na rôznych technických zariadeniach možno namerať spektrá náhodných signálov, tzv. Flicker Noise, so sklonom, ktorý sa od uvedeného sklonu odlišuje. Parameter alfa α je hodnota z intervalu $(0,2 > \alpha > 0)$. Preto

je jasné, že jedným lineárnym filtrom prvého rádu možno takýto signál vygenerovať. Riešenie je možné nájsť v aproximácii frekvenčného prenosu sériovým spojením elementárnych filtrov vyššie popísaného typu.

Logaritmická frekvenčná charakteristika býva vyjadrená nasledujúcim tvarom:

$$20 \log |G(j\omega)| = \sum_{i=1}^L 20 \log \frac{|1 + j\omega T_{2i}|}{|1 + j\omega T_{1i}|} \quad (10)$$

Frekvenciu zlomu je potrebné odstupňovať tak, aby boli na logaritmickú os frekvencie rozmiestnené v rovnakých rozstupoch. Príkladom na zníženie sklonu frekvenčnej charakteristiky medzi frekvenciami zlomu je naznačené na nasledujúcom diagrame.

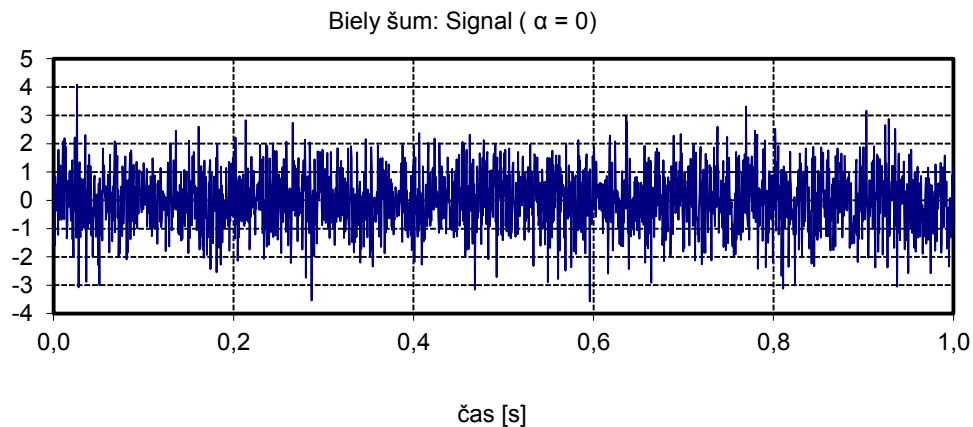


Obrázok 2.2 Ukážka zníženia sklonu frekvenčnej charakteristiky medzi frekvenciami zlomu

Sklon frekvenčnej charakteristiky má tendenciu sa znížiť a je menší ako spomínaných 20dB na dekádu. V našom prípade došlo k značnému zvlneniu frekvenčnej charakteristiky v oblasti poklesu amplitúdy zložiek spektra. Aby sa zostupná časť frekvenčnej charakteristiky blížila priamke, je potrebné zvoliť obvykle osem elementárnych filtrov prvého rádu na každú radu. Na obrázku 2.2 boli zvolené dva elementárne filtre prvého rádu na každú radu z dôvodu väčšej prehľadnosti.[10]

2.1 Generovanie šumu signálu

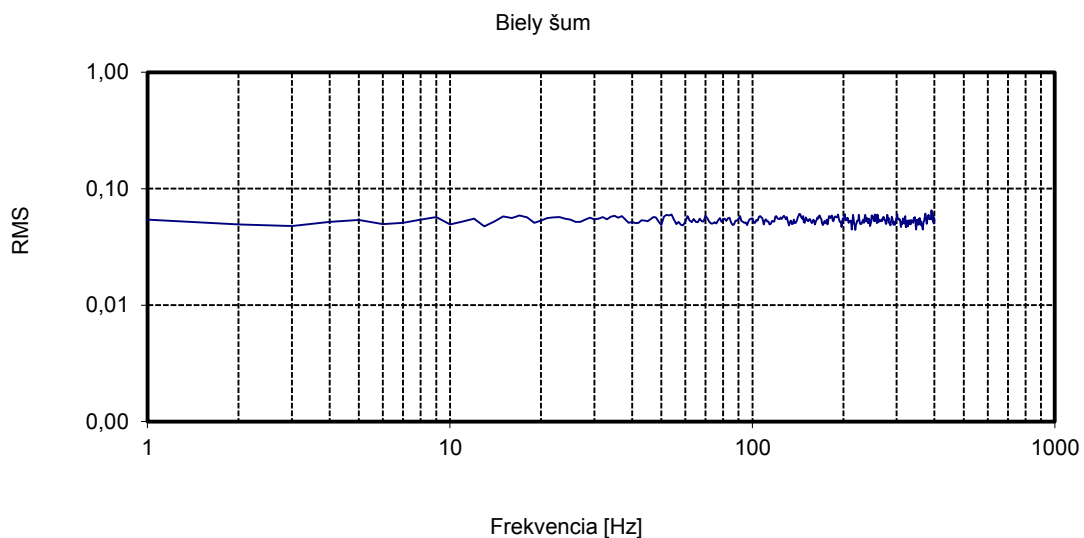
Na dole uvedených grafoch môžeme vidieť vygenerované priebehy bieleho šumu, ružového šumu a Flicker noise ako aj ukážky ich autospektier.



Obrázok 2.3 Ukážka signálu typu biely šum

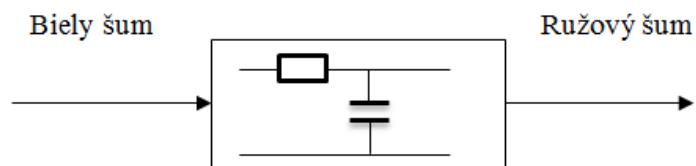
Frekvenčné spektrum bieleho šumu je konštantné. Avšak to platí pre signál, ktorého dáta bol namerané z intervalu od $-\infty; \infty$.

$$S(f) = \text{konštantné} \quad (11)$$



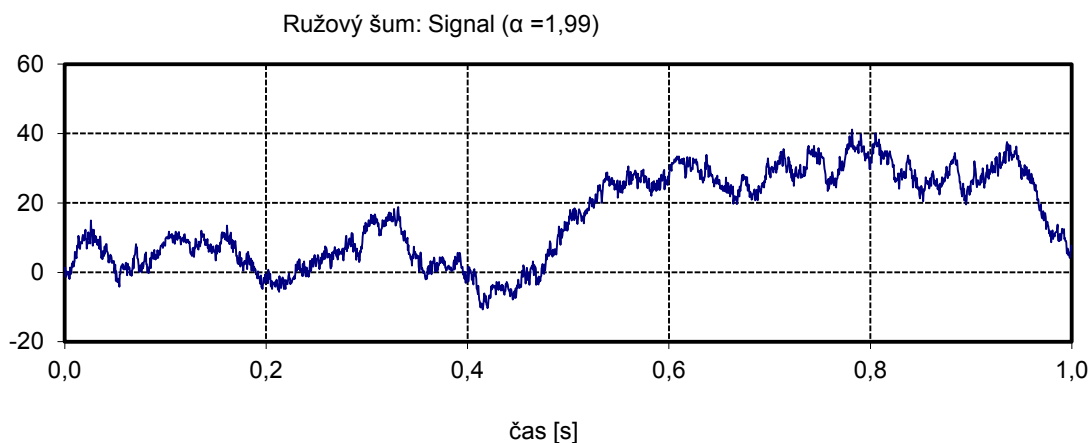
Obrázok 2.4 Ukážka spektra signálu typu biely šum

Ružový šum je tiež známy ako $\frac{1}{f}$ šum alebo aj kmitajúci šum. Je to druh takého signálu s takým frekvenčným rozsahom, že výkonová frekvenčná charakteristika je priamoúmerná prevrátenej hodnote frekvencie.

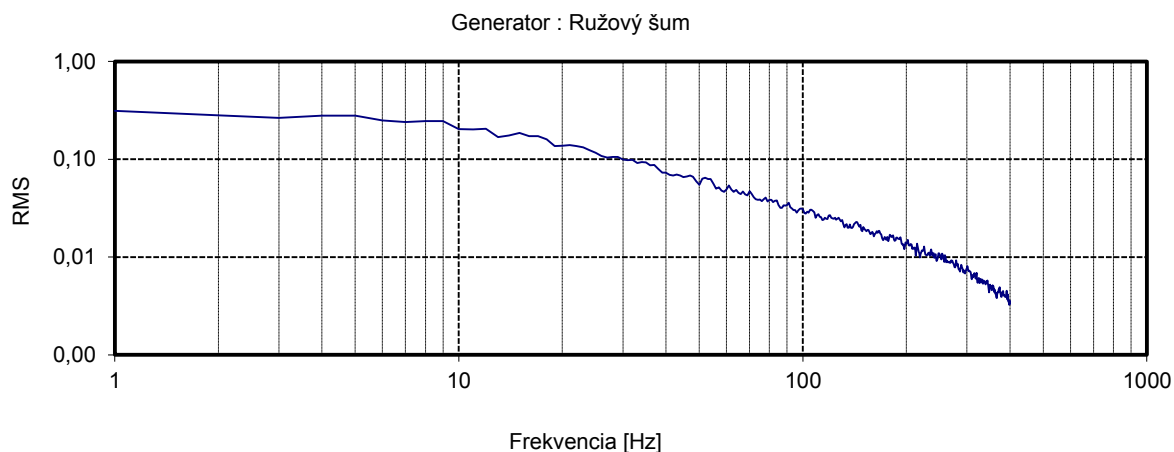


Obrázok 2.5 Pri prechode bieleho šumu na výstupe filtra prvého rádu dostaneme ružový šum

Ružový šum vzniká z vygenerovaného bieleho šumu, ktorý prejde cez filter prvého rádu (RC filter).

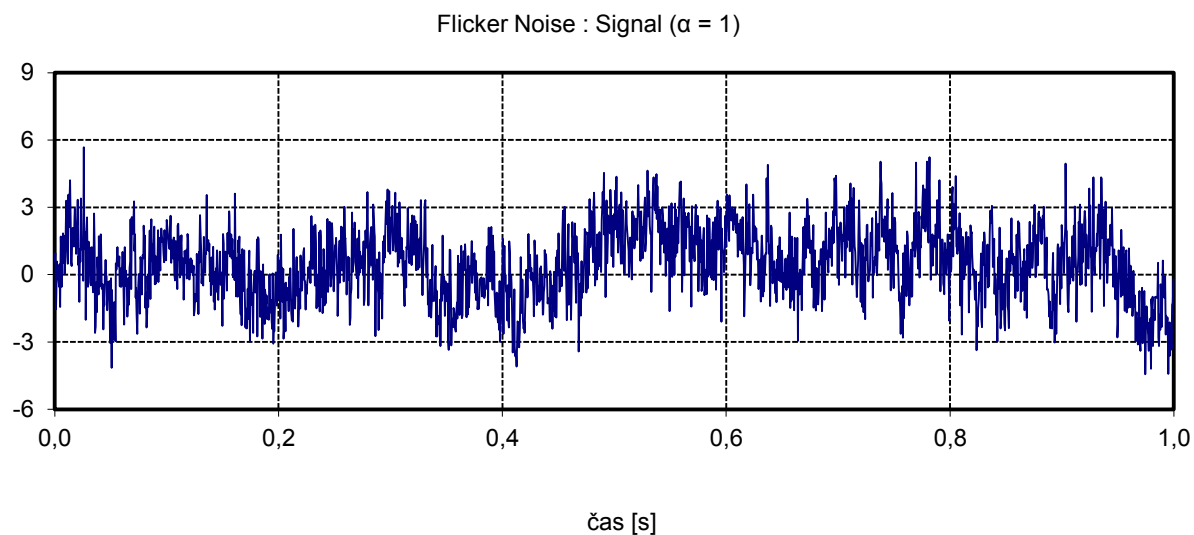


Obrázok 2.6 Ukážka signálu typu ružový šum

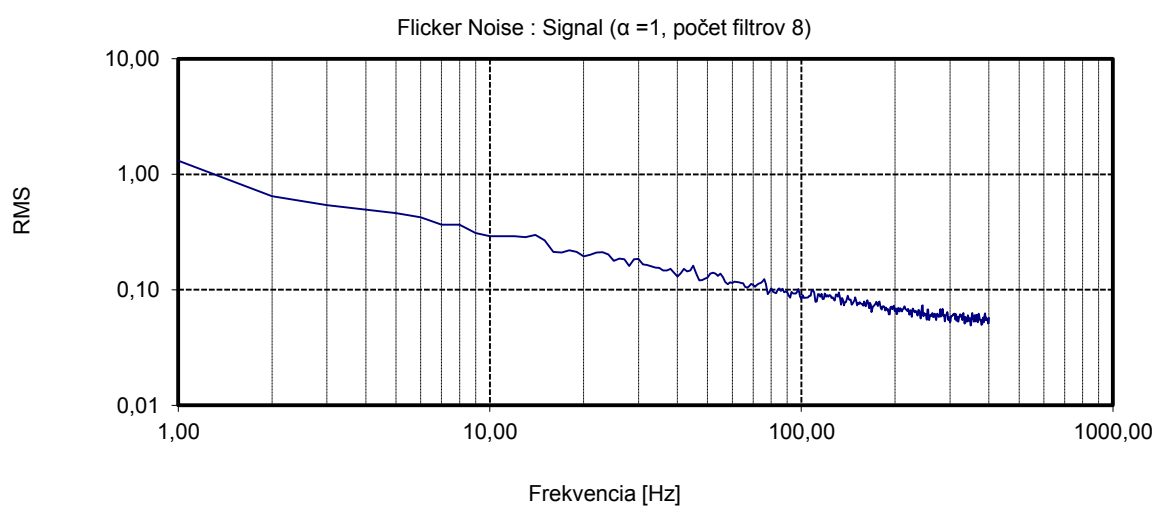


Obrázok 2.7 Ukážka spektra signálu typu ružový šum

Na obrázku 2.8 je vidieť priebeh Flicker noise (Trepotavého šumu), ktorý bol vygenerovaný v programe Signal Analyzer. Trepotavý šum nejde realizovať pre jeden filter.



Obrázok 2.8 Ukážka signálu typu Flicker noise



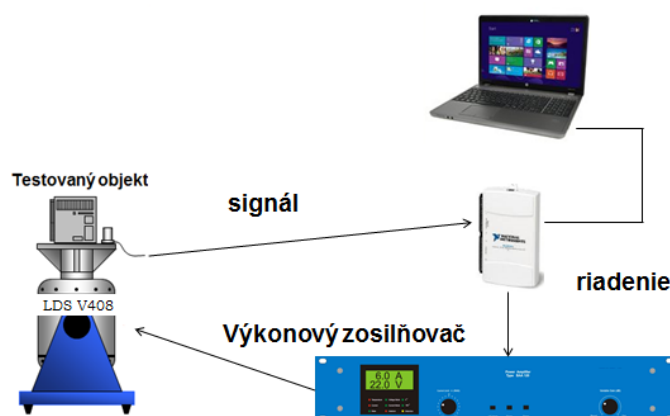
Obrázok 2.9 Ukážka spektra signálu typu Flicker noise

3 Generovanie testovacích signálov a kontrola frekvenčného spektra

V tejto kapitole si popíšeme jednotlivé časti, z ktorých pozostáva merací reťazec. Taktiež bude následne v kapitole popísaný spôsob kontroly autospektra nameraného signálu, s čím je späté vhodné použitie časového okna, prekrytie nameraných blokov dát pri priemerovaní. Kapitola zahŕňa aj popis zostaveného algoritmu, ktorý je schopný súčasne signál generovať, ako aj vyhodnocovať nameraný signál.

3.1 Merací reťazec

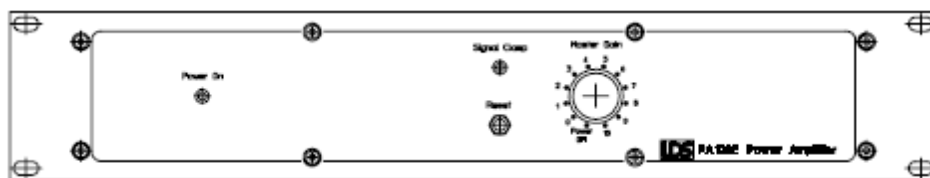
Pre danú úlohu bol navrhnutý merací reťazec. Tento merací reťazec pozostáva zo softvérového vybavenia počítača. Vývojové prostredie LabVIEW nám umožňuje nastaviť žiadané hodnoty pre zvolený typ budiaceho signálu, ktorým chceme elektromagnetický budič vybudieť. Tento signál je generovaný pomocou multifunkčnej meracej karty a cez zosilňovač privedený k elektrodynamickému budiču. Na elektrodynamickom budiči je umiestnený akcelerometer, ktorý sníma hodnoty vibrácií. Z týchto hodnôt je vypočítané následne autospektrum.



Obrázok 3.1 Merací reťazec pre vibračnú skúšku životnosti výrobkov

3.1.1 Zosilňovač LDS PA100E – CE

Vygenerovaný signál z multifunkčnej karty je zosilnený pomocou zosilňovača, ktorý je externe napájaný napätím 240 V. Výstup je chránený predovšetkým pred prípadným skratom 7,5 A poistkou. Výkon zosilňovača pri generovaní sínusového signálu je 147 W. Frekvenčný rozsah výstupného výkonu je od 10Hz do 10 kHz.



Obrázok 3.2 Predný panel zosilňovača LDS PA100E - CE

3.1.2 Elektrodynamický budič LDS V400

Elektrodynamický budič rady V 400 bol navrhnutý tak, aby dokázal vytvárať vibračné prostredie v laboratórnych podmienkach a testovať tak kvalitu a spoľahlivosť výrobkov. Jedná sa o priemyselné vibrátory, ktoré sú používané v priemysle, nájdu tiež uplatnenie na univerzitách ako aj vo výskumných ústavoch, kde sa vyšetrujú dynamické správanie konštrukcií malých, ľahkých komponentov a zostav. Budič obsahuje ľahkú pohyblivú kotvu, ktorá je optimalizovaná na tvorbu vibrácií v širokom frekvenčnom rozsahu. Polypropylénové záhyby sú viazané ku kotve a poskytujú osovú podporu pre kotvu, tak ako zaisťujú bočnú a rotačnú kontrolu. Telo budiča môže byť usadené v ráme radiálneho čapu, ktorý dovoľuje úpravu osi vibrácie skrz rozsah ± 90 stupňov. Pre iné aplikácie môže byť generátor vibrácií pevne priskrutkovaný k vhodnej konštrukcii pomocou závitových otvorov na základni stroja. Cieľom rady elektrodynamických budičov rady V400 je simulovať pružinové prípojné štruktúry ako je napr. automobilový podvozok.



Obrázok 3.3 Elektrodynamický budič LDS rady V400

Vlastnosti:

- Menovitá sila: sínus 196 N
- Frekvenčný rozsah: od 5 Hz do 9 kHz
- Efektívna pohyblivá hmota: 200 g
- Maximálna rýchlosť: 1,78 m/s
- Maximálny zdvih: 17,6 mm
- Maximálna hmotnosť testovanej súčiastky: 3 kg vertik. / 0,5 kg horizont.

3.1.3 Multifunkčná meracia karta NI USB - 6211

Pre meranie vibrácií bola vybraná meracia karta od firmy National Instruments. Jedná sa o meraciu kartu rady NI – 6211. Meracia karta sa dá pripojiť k počítaču pomocou rozhrania USB. Hlavná požiadavka na meraciu kartu bola, aby umožňovala, čo najväčšie vzorkovanie meraného signálu.



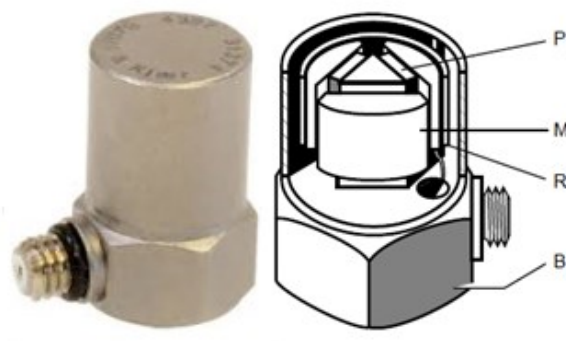
Obrázok 3.4 Meracia karta od firmy National Instruments rady NI USB - 6211

Meracia obsahuje :

- 16 analógových vstupov (16 bit, 250 kHz)
- 2 analógové výstupy (16 bit, 250 kHz)
- Konektivita k PC pomocou rozhrania USB

3.1.4 Akcelerometer Brüel & Kjaer 4371

Jedná sa o piezoelektrický akcelerometer s citlivosťou $1,017 \text{ pC/ms}^{-2}$. Aktívna časť akcelerometrov Brüel & Kjaer pozostáva z piezoelektrických diskov zaťažených seizmickou hmotou, ktoré si udržiajú svoju polohu pomocou upínacích prípravkov. Ak je akcelerometer vystavený vplyvu vibrácií, seizmická hmota pôsobí na piezoelektrický prvok premennou silou. V závislosti od veľkosti tejto sily je vygenerovaný zodpovedajúci elektrický náboj.



Obrázok 3.5 Piezoelektrický akcelerometer Brüel & Kjaer 4371

Tabuľka 3.1 Popis vnútornej štruktúry akcelerometru Brüel & Kjaer 4371

M	Seizmická hmota
P	Piezoelektrický prvok
B	základňa
R	Upínací krúžok

Výstup z akcelerometra bol zosilnený nábojovým zosilňovačom NEXUS. Rezonančná frekvencia akcelerometra je 48 kHz, čo je o mnoho viac, ako je rezonancia elektrodynamického budiča.

3.2 Rýchla Fourierova transformácia (FFT – Fast Fourier Transformation)

Rýchla Fourierova transformácia je matematická metóda používaná k analýze obrazov a signálov. Obecne povedané, jedná sa o vyjadrenie funkcie popisujúcej obraz v iných premenných pomocou integrálnej transformácie. V špeciálnom prípade sa trigonometrická Fourierova transformácia, ktorej bazové funkcie sú $\sin(kt)$, $\cos(kt)$ alebo v komplexnom tvare $\exp(ikt)$, kde k je celé číslo v prípade Fourierovej rady alebo reálna premenná v prípade Fourierovej transformácie.

Nech N je dĺžka periódy diskretného signálu

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N}\right), k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right), n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (13)$$

Algoritmus rýchlej Fourierovej transformácie (FFT) vyžaduje počet vzoriek rovný mocnine dvoch. Nové verzie algoritmu FFTW dovoľujú používať vstupný signál o ľubovoľnej dĺžke.

3.3 Autospektrum nameraného signálu

Uvedené vzorce sú odvodené tak, aby výsledky zodpovedali poznatkom získaným pri transformácii harmonického signálu. Efektívna hodnota harmonického signálu (Root Mean Square - RMS) sa rovná jeho amplitúde, podelenej druhou mocninou. Amplitúda harmonického signálu príslušná k – tej zložke ($k > 0$) je zlomok $\frac{N}{2}$ veličiny $|X(k)|$. Zvláštnym prípadom je konštantný signál. Jeho efektívna hodnota je rovná jeho veľkosti a veličina $X(0)$ je násobkom tejto konštanty. Efektívna hodnota harmonického signálu RMS sa najčastejšie používa pri funkcií okien.

$$RMS(k) = \begin{cases} \frac{|X(0)|}{N}, & k = 0 \\ \frac{|X(k)|}{\left(\frac{\sqrt{2}N}{2}\right)}, & k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \end{cases} \quad (14)$$

Jednotlivé zložky tohto RMS spektra majú zhodný rozmer [U] ako signál.

Výkon signálu (PWR) je rovný druhej mocnine jeho efektívnej hodnoty. V obojstrannom spektre prislúchajú harmonickému signálu dve vzájomne komplexne združené zložky $X(k)$ a $X(N - k)$. Výkon, ktorý je vypočítaný pre jednu zložku, je potrebné vynásobiť dvoma.

$$PWR(k) = RMS^2 \quad (15)$$

$$PWR(k) = \begin{cases} \left| \frac{|X(0)|}{N} \right|^2, & k = 0 \\ \left(\frac{|X(k)|}{\left(\frac{\sqrt{2}N}{2}\right)} \right)^2, & k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \end{cases} \quad (16)$$

alebo pomocou komplexne združených čísiel

$$PWR(k) = \begin{cases} \left(\frac{|X(0)|}{N}\right) \cdot \left(\frac{|X(0)|}{N}\right)^*, & k = 0 \\ 2 \left(\frac{|X(k)|}{N}\right) \cdot \left(\frac{|X(k)|}{N}\right)^*, & k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \end{cases} \quad (17)$$

Pre spektrum s významnými izolovanými zložkami je vhodnejšie používať priamo výkonové spektrum PWR, ktorého zložky majú jednotky výkonu [U2]. [11]

Výkonová spektrálna hustota (Power Spectral Density - PSD) je veličina udávajúca výkon signálu vzťahnutý na 1 Hz. Frekvenčná vzdialenosť jednotlivých zložiek je $\Delta f = \frac{1}{T}$, čo je prevrátená doba záznamu T.

$$\Delta f = \frac{1}{T} \quad (18)$$

$$PSD(k) = \frac{PWR}{\Delta f} \quad (19)$$

$$PSD(k) = \begin{cases} T \left(\frac{|X(0)|}{N}\right)^2, & k = 0 \\ 2T \left(\frac{|X(k)|}{N}\right)^2, & k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \end{cases} \quad (20)$$

Pre obecné označené jednotky (Unit) signál so skratkou [U] je fyzikálny rozmer výkonovej spektrálnej hustoty $\left[\frac{U^2}{Hz}\right]$, pričom U^2 je druhá mocnina U. Tieto jednotky sú obzvlášť vhodné pre náhodné signály. Namiesto [U] je možné dosadiť $[ms^{-2}]$, [Pa] a podobne. Pri integrácii výkonovej spektrálnej hustoty vo zvolenom frekvenčnom rozsahu je potrebné súčet zložiek tohto spektra prenásobiť frekvenčnou vzdialenosťou jednotlivých zložiek Δf .

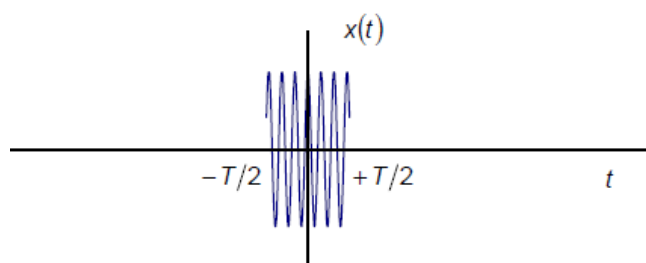
Odmocnina jednotiek PSD sa používa pri označovaní šumu elektrónových súčiastok. Pokiaľ by sa jednalo o milivoly [mV], potom je odmocnina príslušných jednotiek PSD rovná $\frac{mV}{\sqrt{Hz}}$.

Odlíšnosť definície pre $k = 0$ a $k > 0$ odráža tiež prechod z obojstranného spektra k jednostrannému spektru PSD (k) len pri zápornej frekvencií. Zložky spektra $X(k)$ a $X(N - k)$, ktoré prislúchajú DFT reálneho signálu, sú navzájom komplexne združené. Preto je „výkon“ u obojstranného spektra reálneho signálu rozložený zhodne pre zložku s kladnou a zápornou frekvenciou. U komplexného časového signálu nie sú zložky s kladnými

a zápornými frekvenciami komplexne združené a teda „výkon“ môže byť nerovnomerne rozložený medzi obidve zložky. Pre komplexný signál nie je možné jednostranné spektrum vytvoriť. Výkonová spektrálna hustota sa najčastejšie používa na náhodne vybudené signály.

3.4 Funkcie okien

Funkciu okien je možné odôvodniť teoreticky aj prakticky. Obecná Fourierova transformácia je definovaná pre signál z intervalu od mínus nekonečna do plus nekonečna. Prakticky ju možno získať len meraním z konečného časového intervalu a to napríklad od $-\frac{T}{2}$ do $+\frac{T}{2}$.



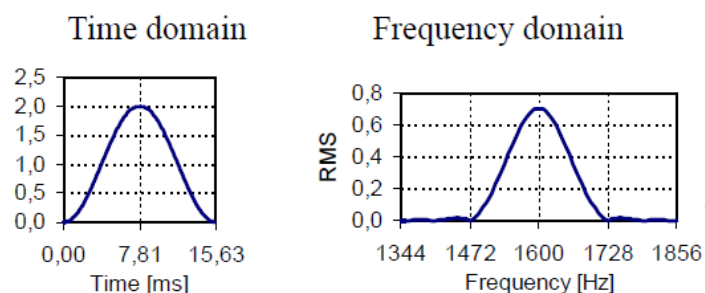
Obrázok 3.6 Priebeh signálu z intervalu od $-T/2$ do $+T/2$

Chyby v stanovení frekvencie a amplitúdy, ktoré vyplývajú z obmedzenej doby záznamu harmonických signálov, možno čiastočne kompenzovať vhodnou voľbou časového okna. Tieto chyby nastanú v prípade, kedy frekvencia signálu je odlišná od diskrétnych frekvencií spektra. Presne sa zobrazujú frekvencie a RMS len v prípade, kedy počet vln v zázname pre výpočet FFT je celočíselný. Týchto okien existuje niekoľko, ale najčastejšie používanými sú iba dve a to časové okno Hanning a časové okno Flat Top. Z ostatných časových okien je bežné pre oblasť spektier periodických a kváziperiodických signálov použitie ešte jedného typu časového okna a to Kaiser-Bessel. Jeho vlastnosti sú podobné vlastnostiam okna typu Hanning. Časové okná ako Bartlettovo v tvare trojuholníka, ďalej Hannovo a Parzenovo sú používané pre širokopásmové signály.

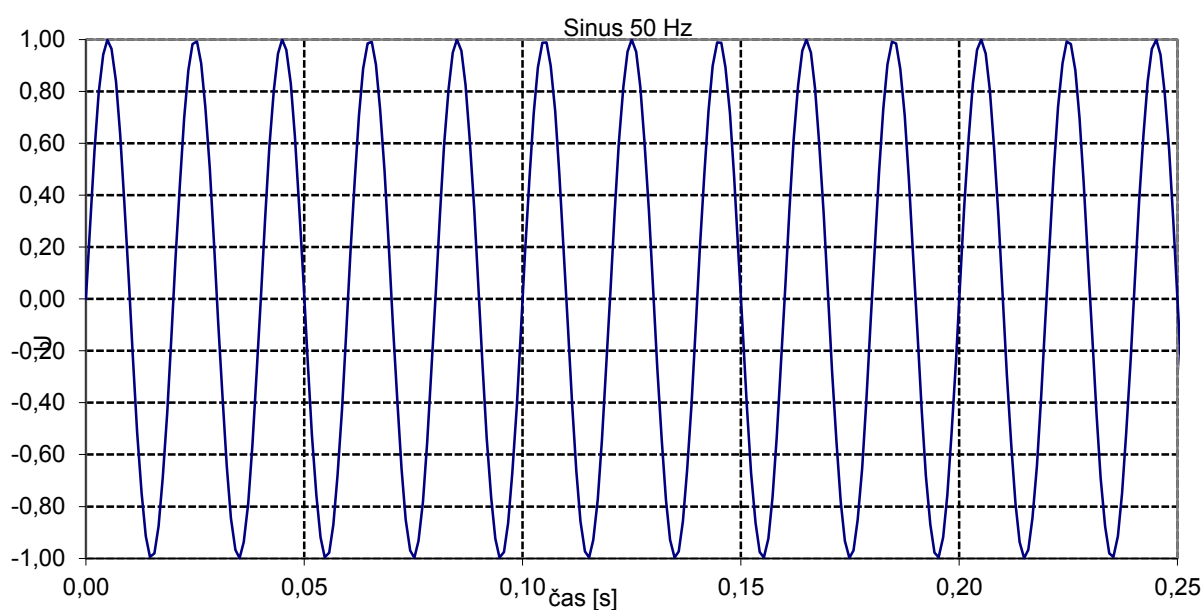
3.4.1 Hanningovo okno

Hannigovo okno patrí k najčastejšie používaným okenným funkciám s dobrým kompromisom medzi ostrosťou spektra a potlačením falošných frekvencií. Vyznačuje sa hlavným úzkym lalokom a malými postrannými lalokmi. Okno Hanning je definované vzorcom

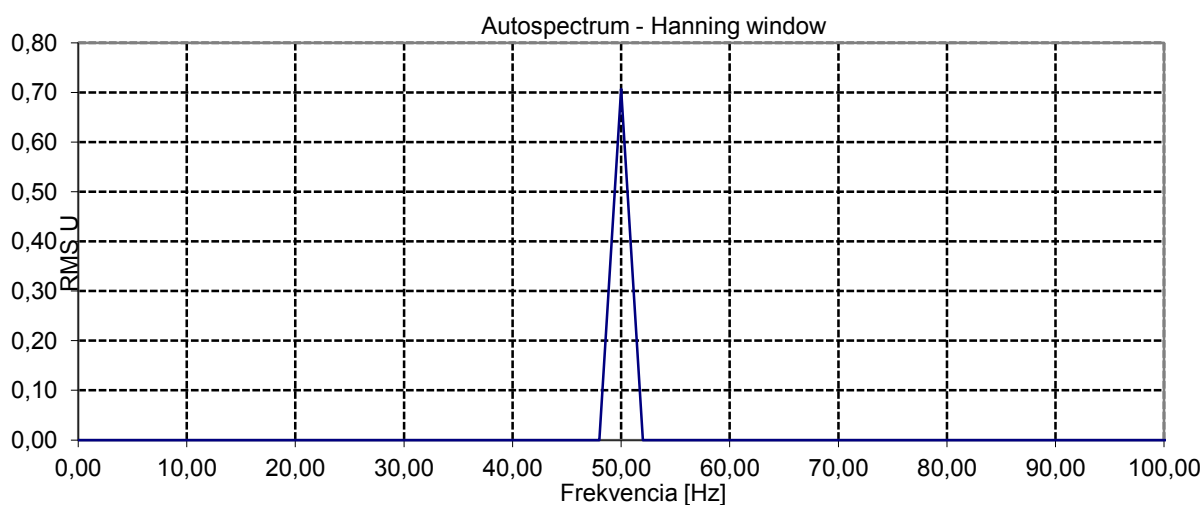
$$w(n) = 1 - \cos\left(2\pi \frac{n}{128}\right), \quad n = 0, 1, \dots, 127 \quad (21)$$



Obrázok 3.7 Signál vyšetření pomocou Hanningovho okna



Obrázok 3.8 Vygenerovaný signál sínus o frekvencii 50 Hz s amplitúdou 1 v prostredí Signal Analyser

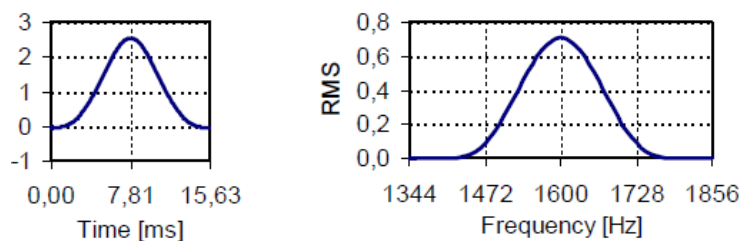


Obrázok 3.9 Vyšetrený signál pomocou okna Hanning s 2/3 prekrytím

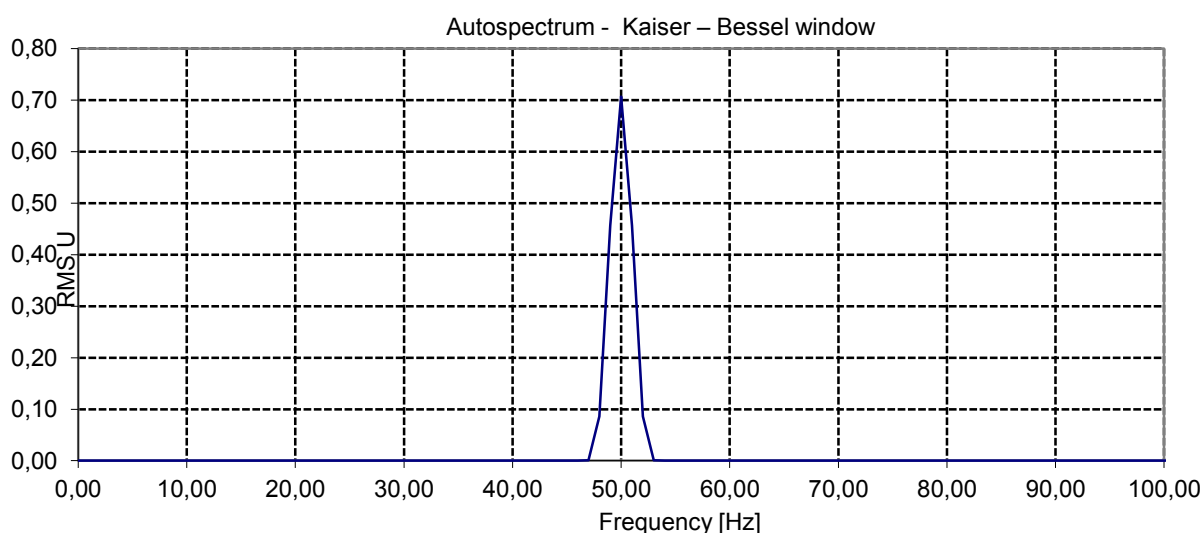
3.4.2 Kaiser – Bessel okno

$$w(n) = 1 - 1,29 \cos\left(2\pi \frac{n}{128}\right) + 1,244 \cos\left(4\pi \frac{n}{128}\right) - 0,00305 \cos\left(6\pi \frac{n}{128}\right), \quad (22)$$

$$n = 0,1, \dots, 127$$



Obrázok 3.10 Signál vyšetrení pomocou Kaiser - Besselovho okna

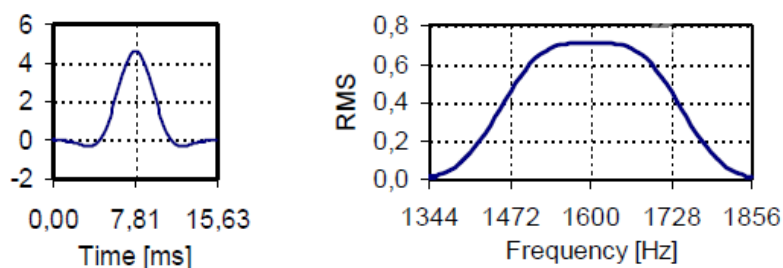


Obrázok 3.11 Vyšetrený signál pomocou okna Kaiser - Bessel s 2/3 prekrytím

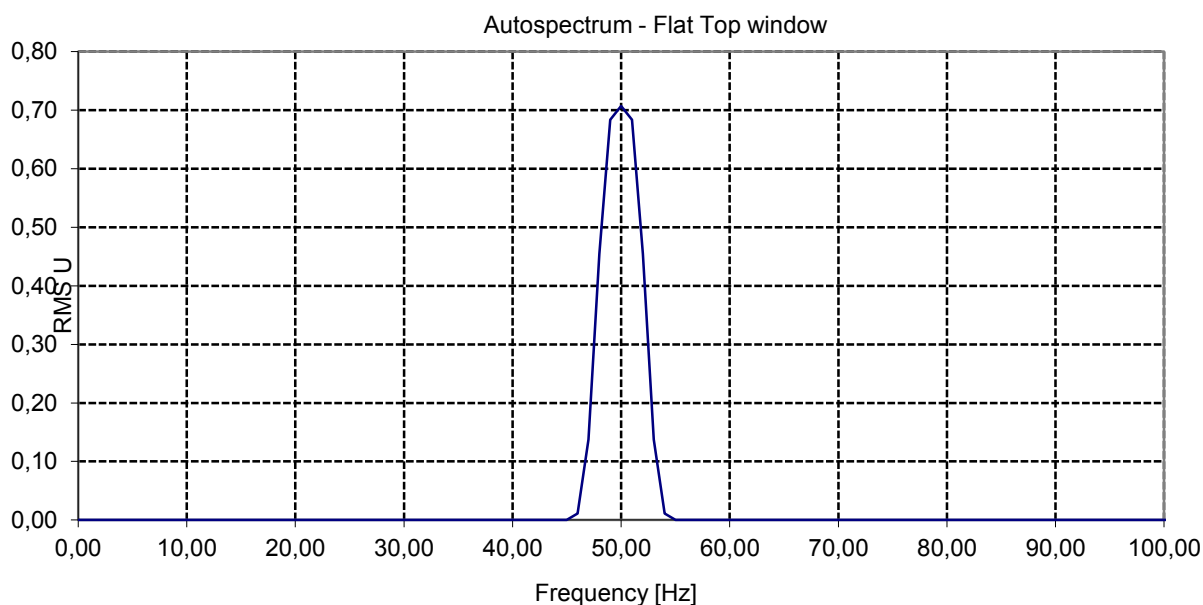
3.4.3 Flat Top okno

Tento typ okna je navrhnutý pre spresnenie odpočítania amplitúdy signálu za cenu veľkého rozmazania spektra.

$$w(n) = 1 - 1,98 \cos\left(2\pi \frac{n}{128}\right) + 1,29 \cos\left(4\pi \frac{n}{128}\right) - 0,388 \cos\left(6\pi \frac{n}{128}\right) + 0,0322 \cos\left(8\pi \frac{n}{128}\right), \quad n = 0,1, \dots, 127 \quad (23)$$



Obrázok 3.12 Signál vyšetrený pomocou Flat Top okna



Obrázok 3.13 Vyšetrený signál pomocou okna Flat Top s 2/3 prekrytím

3.5 Priemerovanie spektier a prekryvanie záznamu

Stacionárne signály predstavujú abstraktný model, ku ktorému sa realita len blíži. Vždy sú prítomné určité fluktuácie, ktoré spôsobujú, že v odhadoch spektier sú chyby a ich tvar nie je vyhladený. Chyby odhadu sa v štatistike redukujú výpočtom priemeru s cieľom získania, čo najreprezentatívnejšieho odhadu. V súvislosti s vyhodnocovaním spektier sa hovorí o priemerovaní jednotlivých vypočítaných spektier. Priemerovanie odpovedá principiálne výpočtu spektier jednotlivých úsekov, na ktoré sú počiatočné vzorkované dáta rozdelené. Tento postup sa nazýva Welchova metóda. Počet hodnôt pre priemerovanie, a tým aj časová dĺžka hodnoteného signálu, sú zvolené kompromisom tak, aby odhad spektra bol čo najpresnejší a počet hodnôt pre priemerovanie bol únosný.

Výpočet DFT je organizovaný po záznamoch, ktoré sú vážené niektorým typom časového okna. Okrem typu časového okna je počet spektier pre výpočet priemeru a rozsah prekrytia

záznamu súčasťou vstupných parametrov výpočtového programu alebo nastavenia FFT analyzátoru pre meranie a vyhodnocovanie spektier.

3.5.1 Priemerovanie výkonových spektrálnych hustôt

Pre priemerovanie je potrebné postupne vyhodnotiť výkonové spektrálne hustoty, ktoré sú odlišené indexom t . Jeden typ spektra o počtu zložiek N_{lin} a s poradím merania, možno teda usporiadať do vektora $[psd_{0,t}, psd_{1,t}, psd_{2,t}, \dots, psd_{N_{lin},t}]$. Jednotlivé zložky výkonovej spektrálnej hustoty s poradím t , sú dané druhou mocninou koeficientov DFT, tzn. $|X_{t,i}|^2$.

Priemerovanie počtu K záznamov sa realizuje pomocou následného vzorca

$$PSD_{i,K} = \frac{1}{K} \sum_{t=1}^K psd_{t,i}; \quad i = 0, \dots, N_{lin} \quad (24)$$

Tento vzorec predpokladá udržiavať v pamäti $K(N_{lin} + 1)$ čísiel, čo je nevýhodné. V skutočnosti je priemerovanie realizované podľa rekurzívneho vzorca

$$PSD_{i,t} = \frac{t-1}{t} PSD_{i,t-1} + \frac{1}{t} psd_{t,i}; \quad t = 1, \dots, K; \quad i = 0, \dots, N_{lin} \quad (25)$$

Priemerovanie sa zastaví po vyhodnotení počtu K spektier.

Pokiaľ dosiahnutí počtu spektier $t = K$ pri priemerovaní sa rekurzívny vzorec zmení na tvar s konštantnými koeficientmi

$$PSD_{i,t} = \frac{K-1}{K} PSD_{i,t-1} + \frac{1}{K} psd_{t,i}; \quad t = K+1, K+2, \dots; \quad i = 0, \dots, N_{lin} \quad (26)$$

a proces priemerovanie pokračuje ďalej bez prerušenia. Potom sa jedná o variantu typu EXP. Rovnica má tvar lineárneho filtra prvého rádu s konštantnými koeficientmi. Existujú tiež iné postupy, ktoré umožňujú vyhľadanie spektier. Určitú zložku možno vypočítať ako vážený priemer tejto zložky a susedných zložiek v spektre. Postup vyhladenia mimo počet K prvých a posledných prvkov vektora $[psd_{0,t}, psd_{1,t}, psd_{2,t}, \dots, psd_{N_{lin},t}]$, môže byť podľa nasledujúceho vzorca

$$PSD_{K,i} = \sum_{i=-L}^{i=L} w_i psd_{t,K+1}; \quad t = 1, \dots, K; \quad i = 0, \dots, N_{lin} \quad (27)$$

kde w_i sú váhy.

Aplikácia tohto vyhladenia spektra by tieto zložky zmenšovala, čo by viedlo ku strate dôležitých diagnostických informácií. Takéto vyhladzovanie spektier je vhodné použiť u širokopásmových náhodných signálov, ktoré majú hladké a relatívne ploché spektrá. [11]

3.5.2 Prekrývanie záznamu pri priemerovaní

Lineárne alebo exponenciálne priemerovanie výkonovej spektrálnej hustoty je matematickou operáciou s výsledkom výpočtu DFT jednotlivých záznamov signálu. Tieto záznamy môžu, ale tiež nemusia na seba nadväzovať alebo sa môžu prekrývať. V režime, kedy sa priamo spracovávajú namerané dáta bez ukladania do pamäti, je snímanie záznamu limitované hlavne rýchlosťou výpočtu DFT. Pokiaľ táto rýchlosť výpočtov nelimituje štarty snímania záznamu alebo sa výpočty uskutočňujú z dávnejšie nameraných dát, potom môže byť vzájomné posunutie záznamu ľubovoľné. Ak by záznamy na seba nenadväzovali, došlo by k strate informácie. Pri postupnom nadväzovaní záznamu za sebou môže dochádzať ku strate informácie taktiež z dôvodu použitia váhovej funkcie, ktorá utlmuje signál na začiatkoch a koncoch záznamu. Účelným sa preto javí prekrytie záznamu tak, aby sa ich váha vo výpočte spektra vyrovnala.

Fourierova transformácia signálu $x(t)$, ktorý je modifikovaný váhovou funkciou $w(t)$ je lineárna operácia a jej výsledok pre určitú frekvenciu ω_0 , $Y(t; \omega_0) = F\{w(t) x(t)\}$, možno považovať za funkciu času. Pre časové okno o dĺžke T potom platí

$$Y(t; \omega_0) = \int_{t-T}^t x(\tau) w(\tau - (t - T)) \exp(-j\omega_0(\tau - (t - T))) d\tau \quad (28)$$

Po dosadení $w_h(t) = w(T-t)$ možno poslednú rovnicu prepísať do tvaru

$$Y(t; \omega_0) = \int_{t-T}^t x(\tau) w_h(t - \tau) \exp(j\omega_0(t - \tau - T)) d\tau \quad (29)$$

Pre $h_{FT}(t) = w_h(t) \exp(j\omega_0(t-T))$ má Fourierova transformácia tvar konvolutorného integrálu

$$Y(t; \omega_0) = \int_{t-T}^t x(\tau) h_{FT}(t - \tau) d\tau \quad (30)$$

Funkcia $h_{FT}(t)$ má význam impulznej odozvy lineárneho filtra alebo tiež váhovej funkcie. Priemerovanie výkonových spektrálnych hustôt sa týka druhých mocnín koeficientov DFT

tzn. $|X_{t,i}|^2$. Druhá mocnina váhovej funkcie Fourierovej transformácie ako lineárneho filtra je daná vzťahom $|h_{FT}(t)|^2 = w_h^2(t)$. Časové okná typu Rectangular, Hanning alebo Flat Top a niektoré iné sú symetrické funkcie času, preto platí vzťah $w_h(t) = w(t)$.

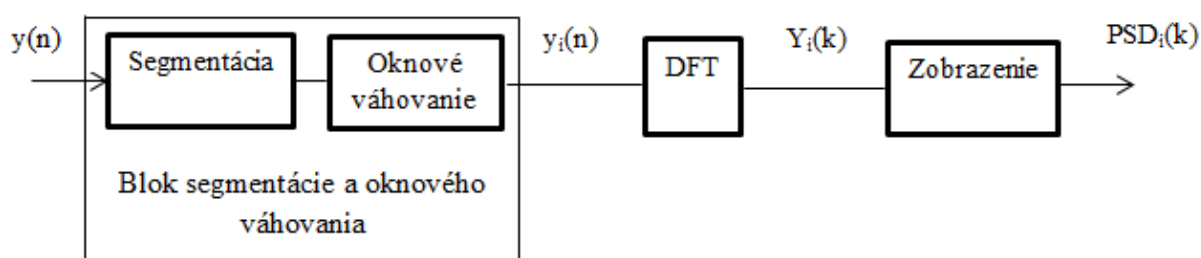
Pri priemerovaní typu LIN je potrebné uvažovať efektívnu váhovú funkciu, ktorá je daná vzťahom

$$w_{ef}^2(t) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K w^2(t - kT_c) \quad (31)$$

kde T_c je dĺžkou časového intervalu prekrytia záznamu. Veľkosť tohto prekrytia možno vzťahovať k dĺžke časového intervalu záznamu T a vyjadrovať ho percentom $\frac{T_c}{T} 100\%$. Efektívna váha je vyrovnaná pre relatívne prekrytie o veľkosti $\frac{n-1}{n} 100\%$, kde n je prirodzené číslo väčšie ako dva. Z hľadiska rýchlosti spracovania a požiadavky vyrovnanej efektívnej váhovej funkcie je možné odporučiť prekrytie z dvoch tretín(66%) alebo z troch štvrtín(75%).[11]

3.6 Realizácia spektrálnej analýzy signálu

Bloková schéma pre realizáciu spektrálnej analýzy, kde bloky segmentácie možno rozdeliť na podbloky segmentovania a oknového váženia.



Obrázok 3.14 Bloková schéma výpočtu výkonovej spektrálnej analýzy

3.6.1 Segmentácia a oknové váženie

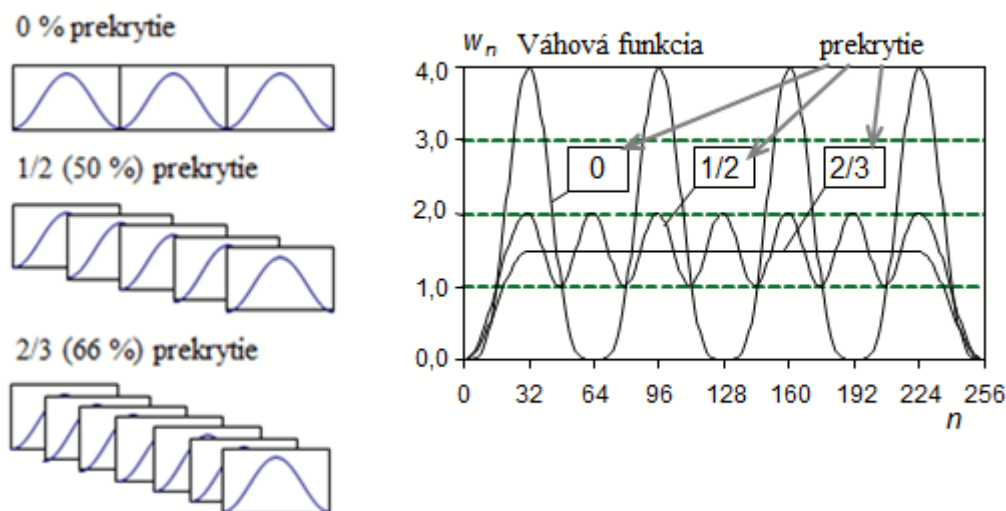
Segmentáciou sa rozdeľuje dĺžka dlhodobého signálu do krátkych segmentov, ktoré sú v ďalšom kroku vynásobené vhodným typom okna. Matematický popis aktuálneho segmentu $y_i(n)$ vstupného signálu $y(n)$ je popísaný pomocou vzorca

$$y_i(n) = w(n)y(n + iN(1 - v)) \quad (32)$$

$$n = 0, 1, \dots, N - 1$$

$$i = 0, 1, \dots, I - 1$$

kde N je dĺžka segmentu $y_i(n)$, i je indexom segmentu, I je celkový počet segmentov, $w(n)$ je váha okna, v je veľkosť prekrytia.



Obrázok 3.15 Optimálne prekrytie pri použití Hanningovho časového okna [10]

Prekrývanie bloku vzoriek pri priemerovaní vychádza z rozboru vplyvu časových okien. Priebeh signálu na začiatku a na konci bloku má menší vplyv na výsledok výpočtu frekvenčného spektra v porovnaní s prostrednou časťou bloku. Ak budú bloky na seba nadväzovať bez prekrytia, potom je periodicky znížená ich váha v oblasti konca a začiatku bloku. Naopak zosilnená váha je uprostred blokov. Pre polovičné prekrytie sa kolísanie váhy medzi nulou a maximom zníži na kolísanie medzi hodnotami jedna a dva. Najvhodnejšou voľbou prekrytia je prekrytie z dvoch tretín, pretože jeho efektívna váha je rovná konštante.

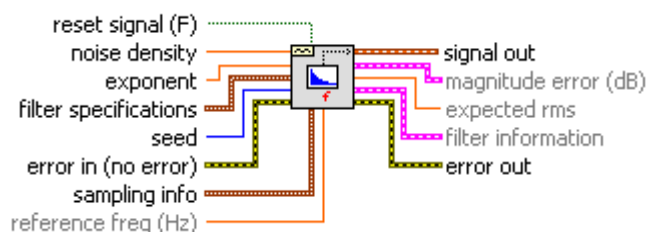
3.7 Popis programu

V tejto kapitole si popíšeme celkovú štruktúru navrhnuťej aplikácie. Hlavným prvkom aplikácie je štruktúra *While Loop*. Ten zabezpečuje, že aplikácia bude bežať až kým na hlavnom paneli nedôjde k stlačeniu tlačidla STOP.



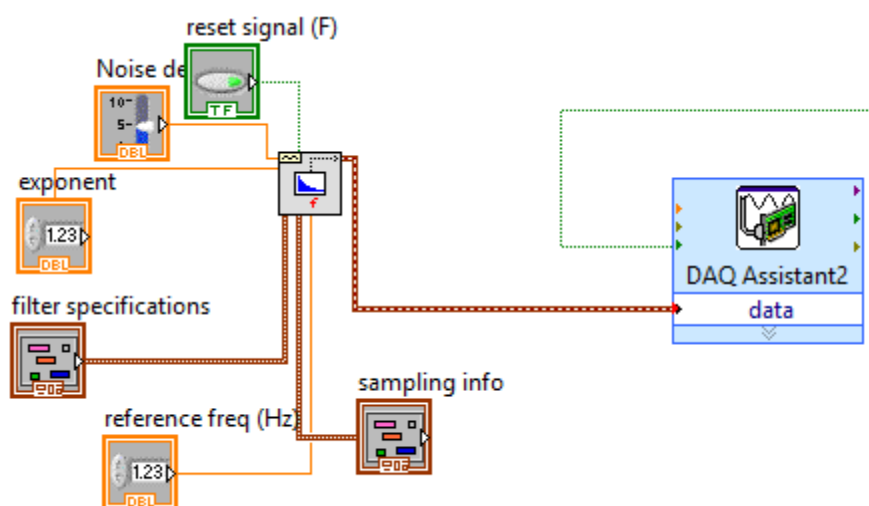
Obrázok 3.16 Štruktúra While Loop

Pre generovanie vstupného signálu v podobe trepotavého šumu (Flicker noise) aplikácia využíva blok *Inverse f Noise*. Jeho hodnoty sú nastavované z čelného panela užívateľom.



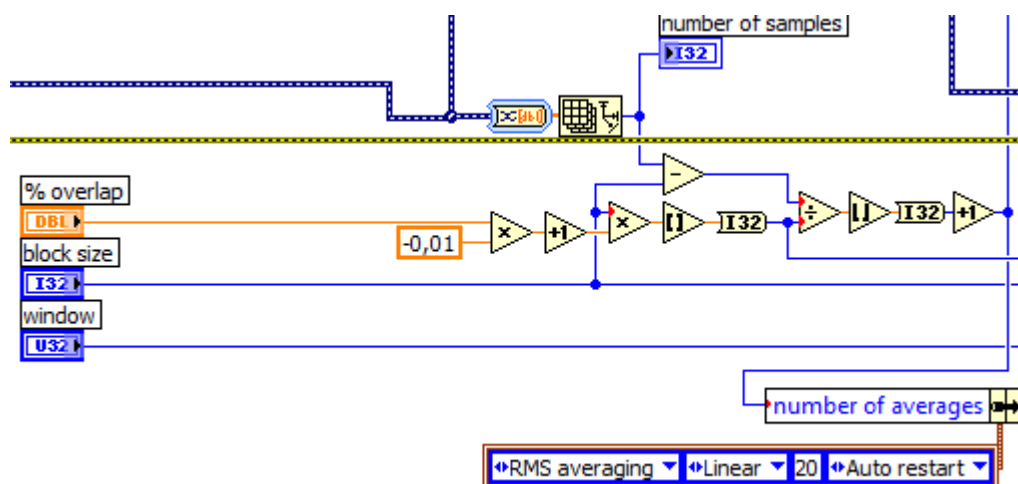
Obrázok 3.17 Blok *Inverse f Noise* generujúci vstupný signál typu trepotavý šum

Blok *Inverse f Noise* je zapojený s ostatnými blokmi na obrázku 3.18. Takáto bloková schéma je schopná generovať vstupný signál pomocou meracej karty.



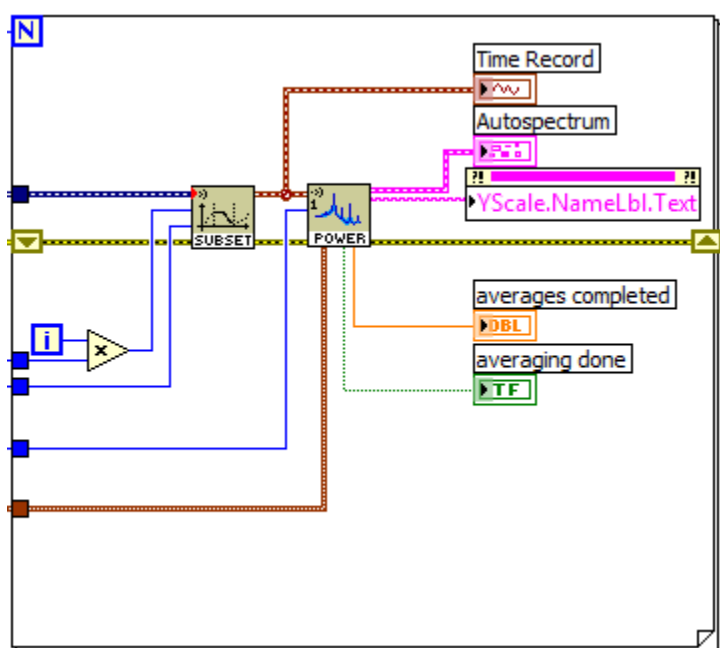
Obrázok 3.18 Zapojenie blokov pre generovanie šumu Flicker noise

Na dole uvedenom obrázku 3.19 pomocou použitých blokov je realizované nastaviteľné prekrytie nameraných dát.



Obrázok 3.19 Bloková schéma umožňujúca voliteľné prekrytie nameraných dát

Signál s nastaviteľnou hodnotou prekrytia vstupuje do štruktúry, ktorá v programovacom prostredí LabVIEW reprezentuje cyklus FOR. V tomto cykle je vypočítané a vykreslené autospektrum nameraného signálu.

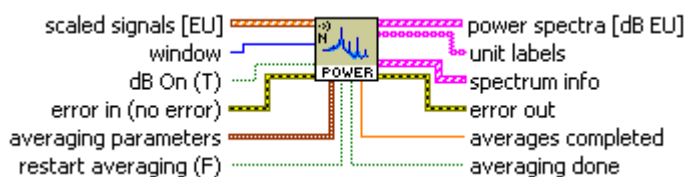


Obrázok 3.20 Použitý cyklus for, v ktorom sa vypočítava autospektrum signálu

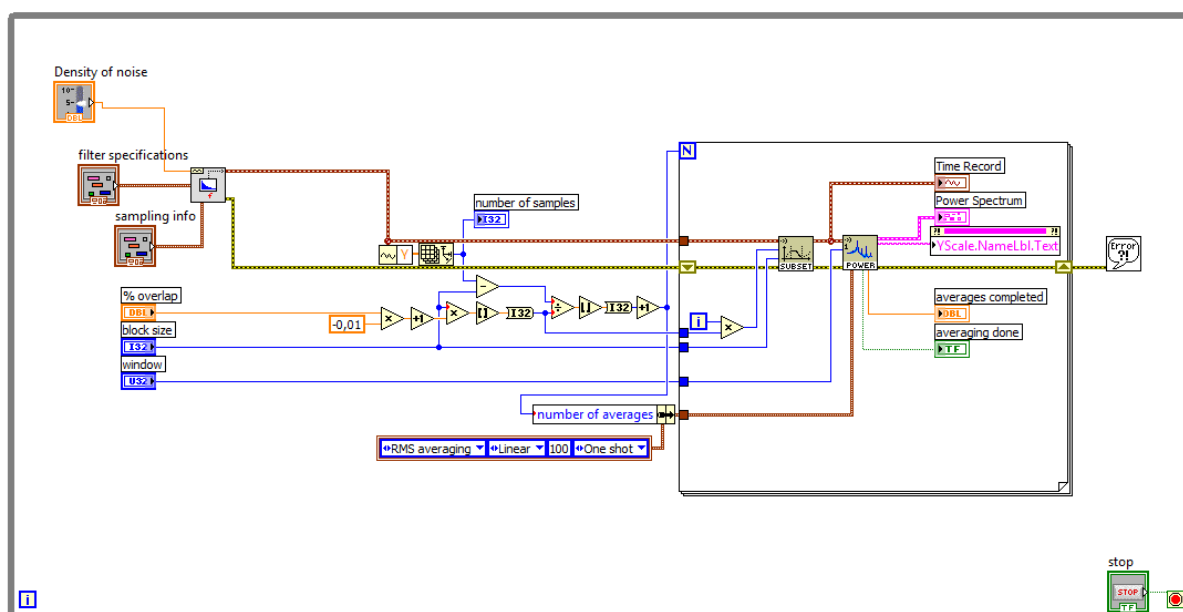
Rýchla Fourierova transformácia a výkonové spektrum sú výkonnými nástrojmi pre meranie a analýzu signálov. Týmto spôsobom môžeme merať efektívne časovo závislé signály, frekvenčné zložky atď. Základnými funkciami pre FFT analýzu signálu je výkonové spektrum a krížové výkonové spektrum. Pomocou týchto základných prvkov môžeme

vytvoriť ďalšie meracie funkcie, ako frekvenčná charakteristika, impulzná odozva, amplitúdové a fázové spektrum signálu.

Programovacie prostredie LabVIEW ponúka pre výpočet FFT s algoritmom vo verzii FFTW niekoľko možností. Na výber sú bloky pre výkonové spektrum, blok pre výpočet spektrálnej hustoty signálu a blok, ktorý vracia vypočítanú amplitúdu a fázu meraného signálu.



Obrázok 3.21 Blok pre výpočet výkonového spektra



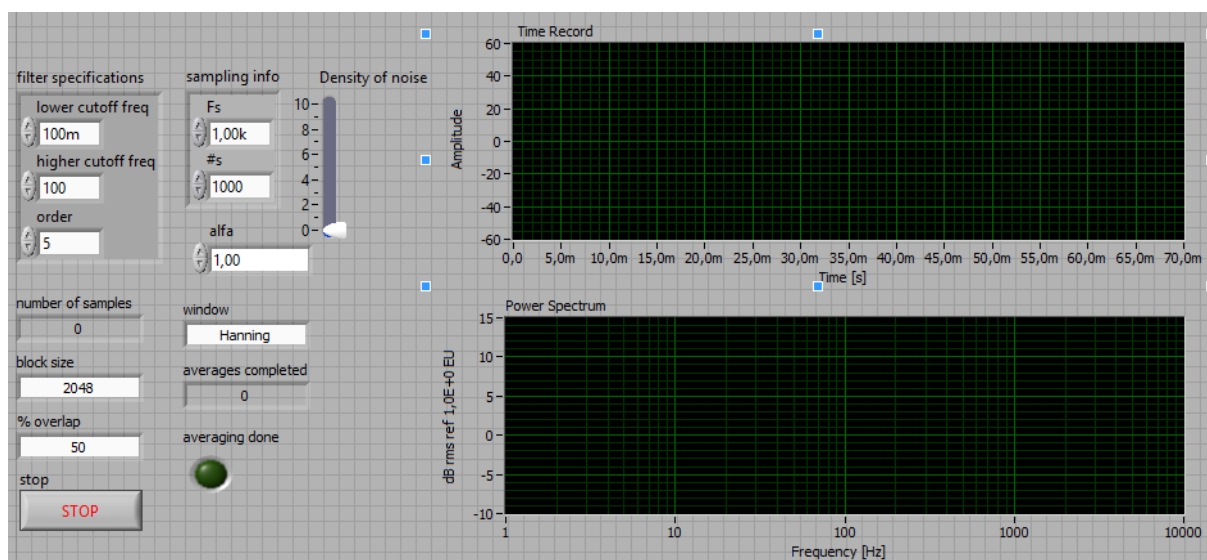
Obrázok 3.22 Blokový diagram pre vypočítanie autospektra s použitím prekrytia dát

Z čelného panela v prostredí LabVIEW je možné nastaviť parametre vstupného signálu a parametre pre vypočítanie autospektra. Môžeme vygenerovať tri typy vstupných signálov podľa vzorca rýchleho generovania šumu

$$\frac{1}{f\alpha} \quad (33)$$

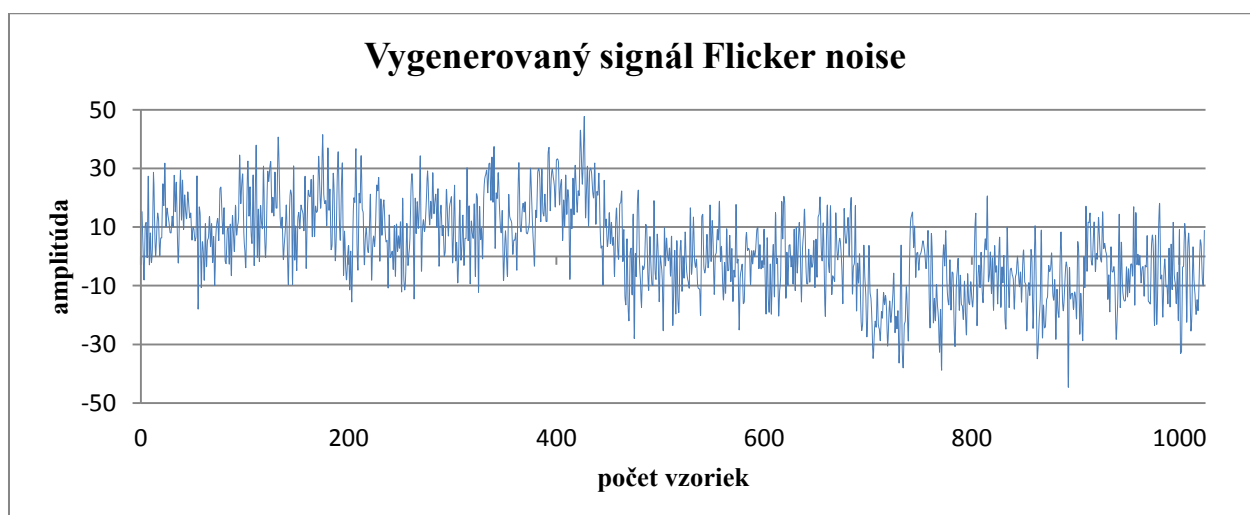
Tabuľka 3.1 Nastavenie koeficientu alfa pre zvolený typ vstupného signálu resp. šumu

Biely šum (White noise)	$\alpha = 0$
Trepotavý šum (Flicker noise)	$0 < \alpha < 2$
Pink noise (Random walk)	$\alpha = 2$



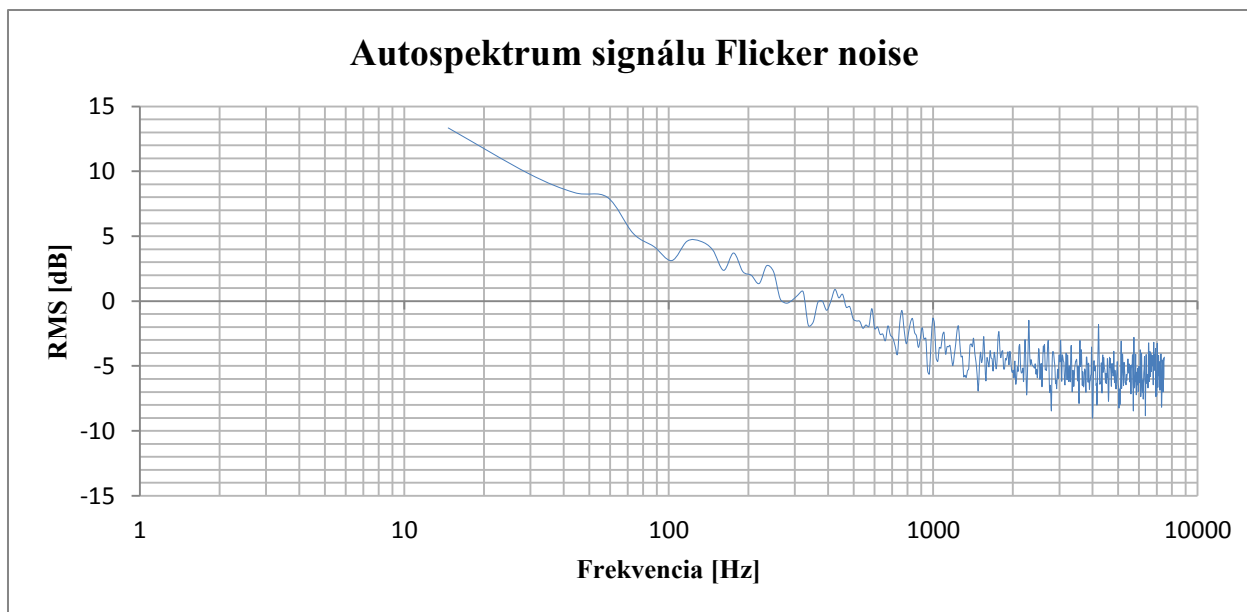
Obrázok 3.23 Čelný panel pre nastavenie parametrov generovania vstupného signálu a spektrálnu analýzu signálu

Pre kontrolu správneho výpočtu navrhnutého algoritmu bol vygenerovaný skúšobný signál typu trepotavý šum.

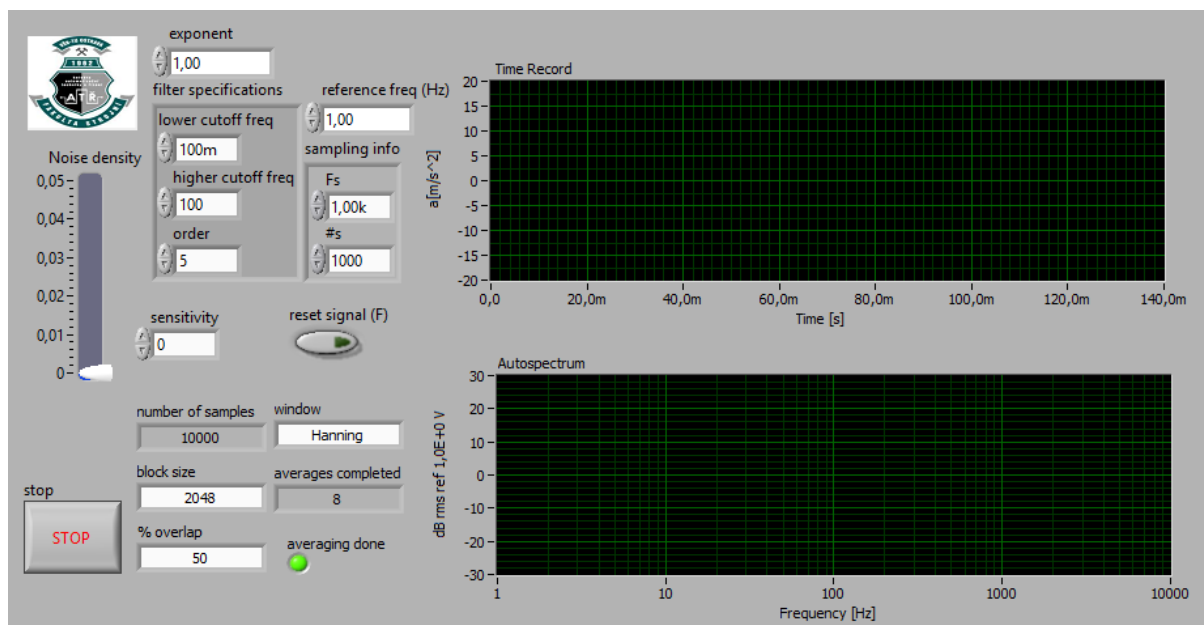


Obrázok 3.24 Vygenerovaný vstupný signál typu trepotavý šum v prostredí LabVIEW

Overenie správnej funkcie vyhodnocovania pracovalo v uzavretej slučke počítača. V tomto režime simulácie bolo vypočítané autospektrum pre vygenerovaný typ signálu Flicker noise.



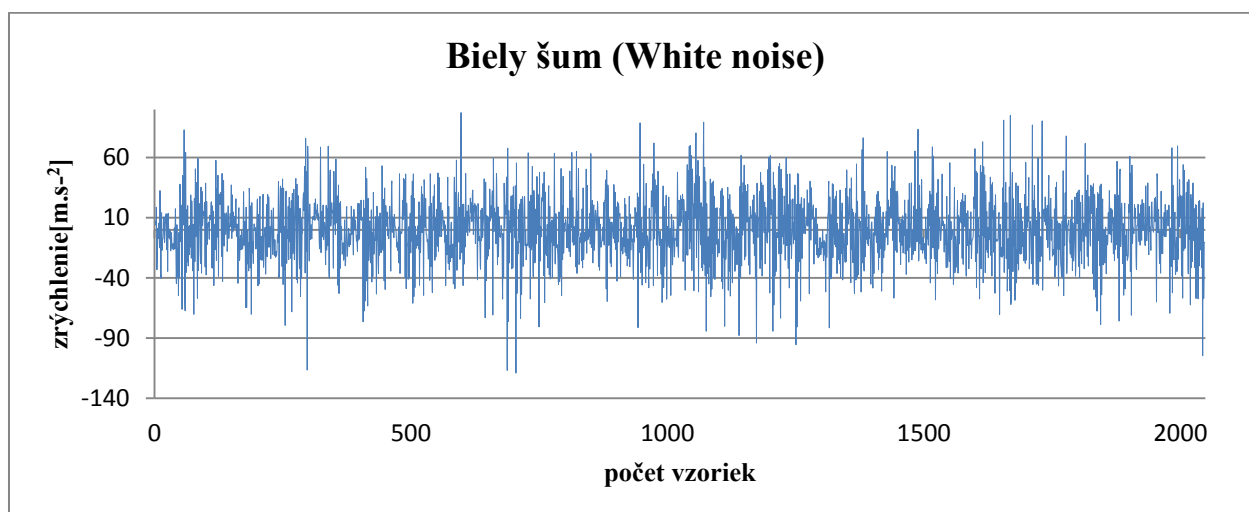
Obrázok 3.25 Autospektrum signálu trepotavý šum so 66 percentným prekrytím dát



Obrázok 4.2 Čelný panel pre editovanie parametrov generovania a vyhodnocovania signálu

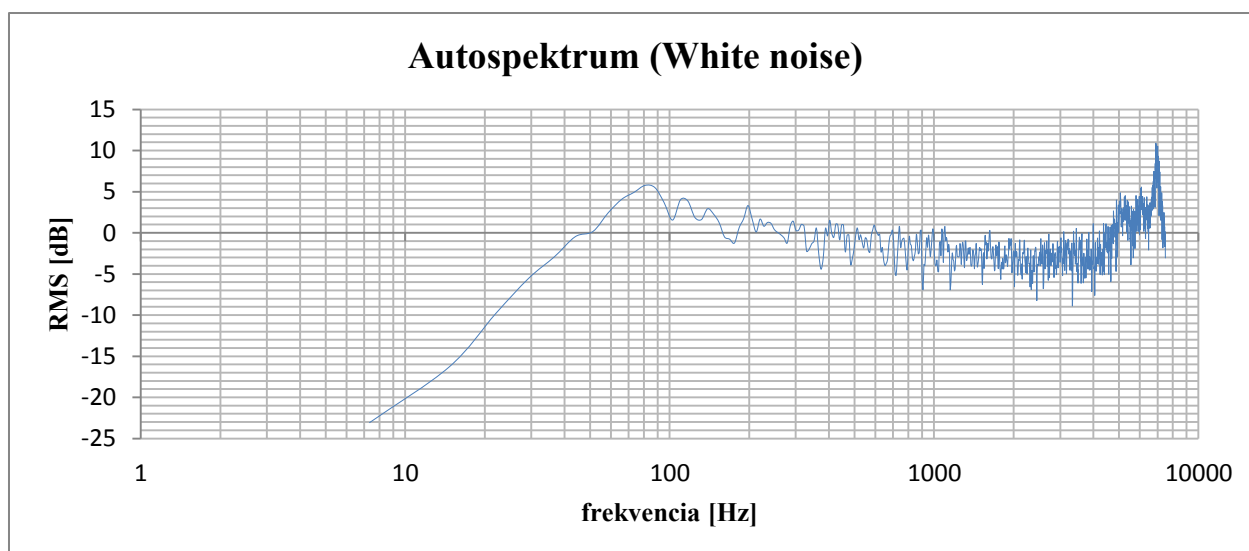
4.1 Meranie na elektrodynamickom budiči

Na elektrodynamickom budiči bolo uskutočnené meranie. Skúšobným signálom pre vypočítanie autospektra bol v prvom prípade biely šum.



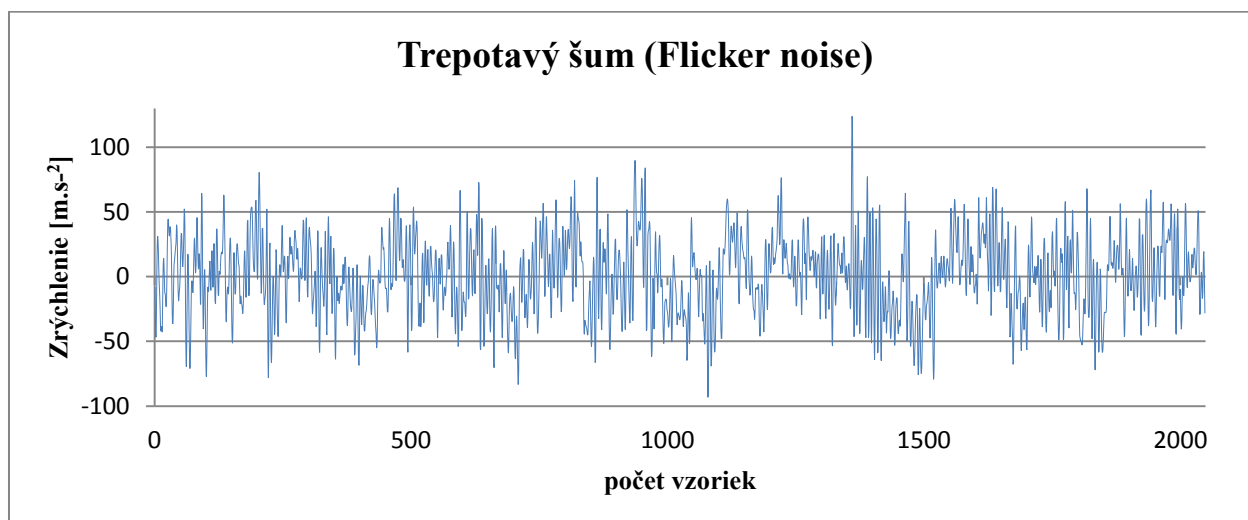
Obrázok 4.3 Vygenerovaný biely šum pre meranie na elektrodynamickom budiči

Konštantné spektrum budiaceho signálu neodpovedá spektru vibrácií. Na hornom okraji frekvenčného pásma je rezonancia do 100 Hz. Rezonancia je prenášaná ako by sa jednalo o derivačnú sústavu. Výsledok merania je podobný spektrám, ktoré sú popísané v teoretickom úvode.



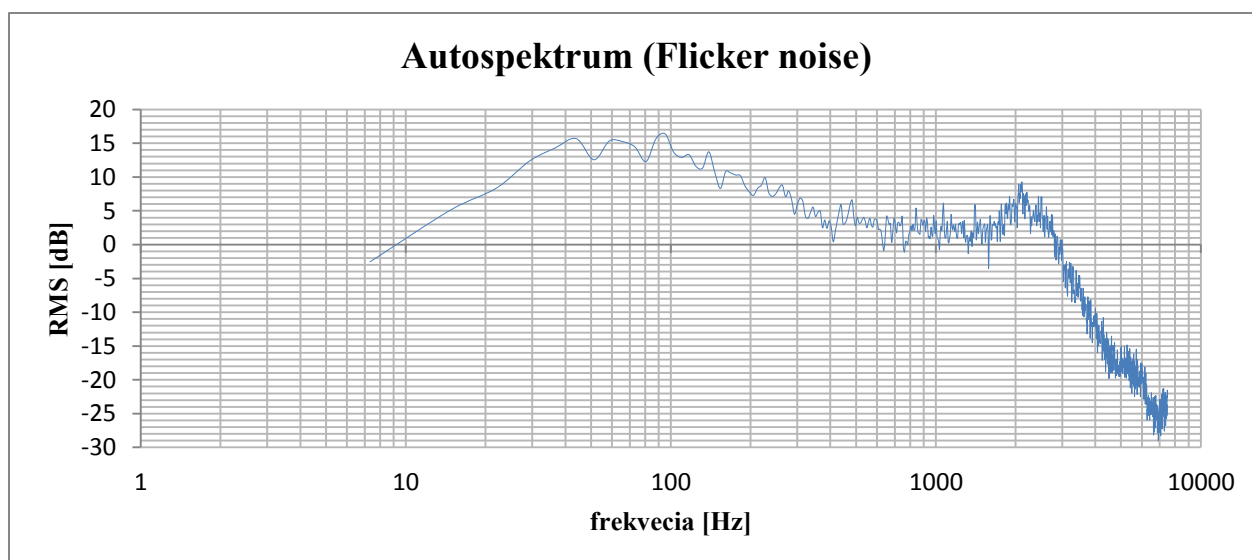
Obrázok 4.4 Výkonové spektrum nameraného bieleho šumu z elektrodynamického budiča

V druhom prípade bol vygenerovaný signál typu trepotavý šum. Hodnota nižšej zlomovej frekvencie bolo nastavené na hodnotu 50 Hz. Vyššiu zlomovú frekvenciu sme nastavili na hodnotu 500 Hz.



Obrázok 4.5 Nameraný trepotavý šum z elektrodynamického budiča

Na obrázku 4.6 v jeho hornom okraji frekvenčného pásma je rezonancia do 100 Hz. Rezonancia, ktorá je prenášaná sa správa ako by sa jednalo o derivačnú sústavu, avšak výsledok merania je podobný spektrám, ktoré sú popísané v teoretickom úvode.



Obrázok 4.6 Vypočítané autospektrum nameraného trepotavého šumu

5 Zhodnotenie dosiahnutých výsledkov

Po odskúšaní algoritmu, ktorý je schopný generovať tri testovacie šumy signálu a umožňuje vypočítať autospektrum časového záznamu signálu, sme mohli uskutočniť meranie na samotnom elektrodynamickom budiči. Elektrodynamický budič bol budený pomocou dvoch testovacích signálov, ktorými boli trepotavý šum a biely šum. Biely šum dovoľuje preverenie celého prenosového kanálu od zdroja riadiaceho signálu cez zosilňovač na pohyb jadra elektrodynamického budiča, pre prípadné korekcie. Trepotavý šum je použitý ako testovací signál pre životnosť skúšaných predmetov. Vibrácie jadra elektrodynamického budiča sa merali akcelerometrom. Pre vyhodnotenie výstupného signálu bol som pripravil aplikáciu v prostredí LabVIEW. Napríklad je známe, že biely šum má svoje autospektrum ustálené na konštantnej hodnote, ale to platí len pre nekonečne dlhý záznam teda časový záznam musí byť z intervalu $(-\infty; \infty)$. My aby sme sa k takémuto priebehu priblížili musíme využiť priemerovanie spektra vrátane použitia funkcie časového okna a vhodné prekrytie bloku dát.

Pri spracovaní nameraných dát z elektrodynamického budiča, na ktorom bol testovaný signál trepotavý šum o nastavení nižšej zlomovej frekvencie 50 Hz a vyššej zlomovej frekvencie 500Hz. V autospektre tohto signálu môžeme vidieť, že dochádza k poklesu krivky v určitom frekvenčnom pásme. Takéto poklesy a nárasty pri vykreslení autospektra sú zapríčinené dynamickými vlastnosťami elektrodynamického budiča. Aby došlo ku korekciám prípadných poklesov a nárastov charakteristiky pri vykresľovaní autospektra nameraného signálu, je možno navrhnuť filter, ktorý by takéto nežiaduce skreslenia z elektrodynamického budiča eliminoval.

Záver

V rámci diplomovej práce „Systém pre vibračné skúšanie elektrodynamickým budičom“ bol riešený návrh a realizácia tohto skúšobného stanoviška s použitím multifunkčnej meracej karty a vývojového prostredia LabVIEW od firmy National Instruments. Celkovo práca obsahuje päť kapitol.

V prvej kapitole sa práca zaoberá spôsobom testovania životnosti mechanických dielov dopravných prostriedkov. Takéto skúšania sú dnes v inžinierskej praxi na dennom poriadku z dôvodu zvyšovania pracovných rýchlostí a znižovania hmotnosti strojných a iných zariadení pri zachovaní rovnakej kvality, ako sú zákazníci zvyknutí. Taktiež je tu opísaný princíp a konštrukcia elektrodynamického budiča.

V druhej kapitole je popísaný spôsob generovania signálu typu $1/f^\alpha$. Jedná sa o generátor, ktorým je možno generovať nami zadaný počet vzoriek signálu s príslušnou zvolenou vzorkovacou frekvenciou a žiadaným typom frekvenčného spektra. To umožňuje generovať signály typu White noise (biely šum), Flicker noise (trepotavý šum) alebo Random walk (náhodná prechádzka). Random walk býva často nazývaný aj ako Pink noise (ružový šum), ktorý vzniká prechodom bieleho šumu cez filter prvého rádu. Pre testovanie súčiastok určených pre automobilový priemysel sa používa signál typu Flicker noise, pretože simuluje budenie vibrácií vozidla nerovnosťami vozovky.

Tretia kapitola sa zaoberá generovaním testovacích signálov a kontrolou frekvenčného spektra. Je v nej popísaný merací reťazec, ktorý sa skladá z multifunkčnej meracej karty, výkonového zosilňovača, elektrodynamického budiča a akcelerometra. Generovanie testovacieho signálu sa realizuje z počítača navrhnutím vhodného zapojenia funkčných blokov vo vývojovom prostredí LabVIEW. Signál je potom vedený z meracej karty do výkonového zosilňovača, odkiaľ až potom je ním budený elektrodynamický budič. Na elektrodynamickom budiči je umiestnený akcelerometer, ktorý sníma zrýchlenie a pripojený na nábojový zosilňovač, ktorého výstup je elektrické napätie, ktoré je priamoúmerné veľkosti zrýchlenia. Toto elektrické napätie je pri vyhodnotení prepočítané na hodnotu príslušného zrýchlenia (m s^{-2}) a podľa tohto zrýchlenia je vypočítané autospektrum nameraného signálu. Pred samotným meraním na elektrodynamickom budiči bol otestovaný algoritmus pre generovanie a meranie v počítači. Pri návrhu algoritmu, ktorý bude schopný vypočítať autospektrum signálu sa pamätalo na prekrytie bloku dát nameraného signálu. Prekrytie bloku dát je dôležité pri počítaní autospektra z dôvodu toho, že nameraný blok dát nemá bez

prekrytia konštantnú váhu signálu pri použití Hanningovho okna. Aby sa dosiahlo konštantnej váhy signálu po celú dobu merania, musí byť použité prekrytie z dvoch tretín (66%).

V štvrtej kapitole bol vyhodnocovací algoritmus doplnený o bloky, ktoré umožňujú komunikáciu s multifunkčnou meracou kartou, tak aby mohlo byť uskutočnené meranie. Pri nastavení vhodného časového okna ako aj prekrytia nameraných blokov dát, boli vygenerované testovacie signály a vypočítané autospektrá týchto signálov.

V poslednej kapitole z vyhodnotenia vypočítaných autospektier sa došlo k záveru, že by mohol byť navrhnutý filter, ktorý by eliminoval zosilnenie alebo zoslabenie signálu v určitom frekvenčnom pásme signálu, ktoré sú spôsobené dynamikou elektrodynamického budiča.

Zoznam použitej literatúry

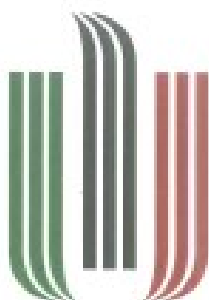
- [1] DRBAL, O., Vybrané metody pro měření zpoždění mezi signály EE [online]. [cit. 2013-03-1]. Dostupný z WWW:
<http://www.google.com/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&frm=1&source=web&cd=3&ved=0CEcQFjAC&url=http%3A%2F%2Fdsp.vscht.cz%2Fkonference_matlab%2Fmatlab04%2Fdrbal.pdf&ei=Ph3XUJH7Bs_Isgb75oDYCw&usg=AFQjCNEW9cTvoyNvk1WodNo8LAatNTjvUg&sig2=o0D7zLvALxtMal1fRGXglxw&bvm=bv.1355534169,d.Yms>
- [2] FOLEA, S. Practical Applications and Solutions Using LabVIEW Software, 2011. 472 s., ISBN 978-953-307-650-8 (in English)
- [3] MALCOLM CROCKER, J. Handbook of noise and vibration control, 2007, ISBN 978-0-471-39599-7 (in English)
- [4] OPPENHEIM, A.V. & SCHAFER, R.W. Discrete time signal processing, 1989, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey 07458,
- [5] PARKER, M. Digital Signal Processing, 2010, Oxford OX5 1GB, UK, ISBN 978 1 85617 921 8 (in English)
- [6] PLASZCZYNSKI, S., Fast 1/f noise generation. Laboratoire de l'Accelérateur Lineaire [online]. Cit[2013-02-25] IN2P3-CNRS et Université de Paris XI, F-91405 Orsay. Dostupný z WWW: < <http://hal.in2p3.fr/docs/00/03/75/26/PDF/astro-ph.pdf> >
- [7] PONCE-CRUZ, P., D. RAMIREZ-FIGUEROA, F. Intelligent Control Systems with LabVIEW, Springer 2009, ISBN 9781848826830 (in English)
- [8] SAEED VASEGHI, V. Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction, 3. vyd. Brunel University, UK, 2006, ISBN-13 978-0-470-09494-5. (in English)
- [9] TRAVIS, J., KRING, J. LabVIEW for Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun, 3, August 6, 2006, 1032 s. ISBN 0131856723. (in English)

- [10] TŮMA, J. Signal processing, 1. vyd. Ostrava : Skripta VŠB - TU Ostrava, 2009. 156 s., ISBN 978-80-248-2114-6. (in English)
- [11] TŮMA, J. Zpracování signálů získaných z mechanických systémů užitím FFT, Štramberk 1997. 174 s. ISBN 80-901936-1-7.
- [12] Vibrační zkoušení, BRÜEL & KJÆR, CZECH DK BR 0375-11.
- [13] VLACH, J., HAVLÍČEK, J., VLACH, M. Začínáme s LabVIEW, 2008. 247 s., ISBN 9788073002459
- [14] ŽÍDEK, J. Grafické programování ve vývojovém prostředí LabVIEW, Výuková skripta, 2002. Dostupný z WWW:
< http://autnt.fme.vutbr.cz/lab/FAQ/labview/VI_Skripta.pdf >

Príloha

Príloha A: Aplikácia v LabVIEW

Príloha B: Diplom zo súťaže Studenckie Koła Naukowe AGH Krakow 2013



AGH

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA
IM. STANISŁAWA STASZICA
W KRAKOWIE

DYPLOM

UCZESTNICTWA

W JUBILEUSZOWEJ 50. KONFERENCJI STUDENCKICH KÓŁ NAUKOWYCH PIONU HUTNICZEGO

Sekcja Automatyki i Automatyzacji Procesów

JAKUB ĎUĎÁK

Przewodniczący Jury:

Pełnomocnik Rektora
ds. Kół Naukowych:

dr inż. Leszek Kurcz

Kraków 2013